

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
МІСЬКОГО ГОСПОДАРСТВА імені О. М. БЕКЕТОВА**

**О. О. ШАВЬОЛКІН**

# **СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕНЕРГІЇ**

**Навчальний посібник**

**Харків  
ХНУМГ ім. О. М. Бекетова  
2015**

УДК 621.314(075)  
ББК 31.264.5я73-6  
Ш14

**Автор:**

**О. О. Шавьолкін**, доктор технічних наук, професор, професор кафедри «Електричний транспорт» Харківського національного університету міського господарства імені О. М. Бекетова

**Рецензенти:**

**В. І. Мілих**, доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри «Електричні машини» Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»;

**В. Г. Ягуп**, доктор технічних наук, професор, професор кафедри «Електропостачання міст» Харківського національного університету міського господарства імені О. М. Бекетова

*Рекомендовано до друку на засіданні Вченої ради Харківського національного університету міського господарства імені О. М. Бекетова,  
протокол № 4 від 28 листопада 2014 року*

**Шавьолкін О. О.**

Ш14 Силові напівпровідникові перетворювачі енергії : навч. посібник / О. О. Шавьолкін ; Харків. нац. ун-т. міськ. госп-ва ім. О. М. Бекетова. – Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2015. – 403 с.

У посібнику викладено навчально-теоретичний матеріал, який супроводжується численними прикладами. Розглянуто загальну структуру силових напівпровідникових пристроїв, їх елементну базу і основні параметри. Розглянуто також схемотехніку, принцип дії і керування більшості сучасних силових напівпровідникових перетворювальних пристроїв, що використовуються в електроприводі та енергетиці. При цьому автор намагався більш детально викласти питання, що недостатньо відображені у літературі.

Посібник призначений для студентів вищих навчальних закладів з напрямку підготовки електромеханіка, електротехніка, промислова електроніка, може бути корисним для інженерно-технічних робітників.

УДК 621.314(075)  
ББК 31.264.5я73-6

© О. О. Шавьолкін, 2015  
© ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2015

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП.....</b>	<b>6</b>
<b>1 СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕНЕРГІЇ. ПРИЗНАЧЕННЯ І КЛАСИФІКАЦІЯ .....</b>	<b>7</b>
1.1 Структура силового напівпровідникового перетворювача.....	8
1.2 Напівпровідникові прилади, що використовуються в силових колах перетворювачів. Властивості, параметри, керування .....	13
1.2.1 Діоди силові.....	15
1.2.2 Транзистори.....	17
1.2.3 Тиристори.....	24
1.2.4 Силові напівпровідникові модулі.....	31
1.2.5 Втрати енергії в напівпровідникових ключах.....	32
1.3 Пасивні елементи в силових колах перетворювачів .....	34
1.4 Основні параметри перетворювачів.....	39
<b>2 ВИПРЯМЛЯЧІ І ВЕДЕНІ МЕРЕЖЕЮ ІНВЕРТОРИ .....</b>	<b>42</b>
2.1 Некеровані випрямлячі .....	42
2.1.1 Структура випрямлячів .....	42
2.1.2 Основні схеми випрямлення .....	44
2.1.3 Гармонійний склад випрямленої напруги. Згладжувальні фільтри .....	52
2.2 Особливості роботи випрямлячів на різне навантаження. Гармонійний склад вхідного струму.....	56
2.2.1 Робота на активне навантаження.....	57
2.2.2 Робота на активно-індуктивне навантаження.....	57
2.2.3 Робота випрямляча з вихідним ємнісним фільтром.....	60
2.2.3.1 Вхідне коло з активним опором.....	60
2.2.3.2 Вхідне коло з індуктивним опором.....	66
2.2.3.2.1 Однофазна мостова схема випрямлення.....	66
2.2.3.2.2 Трифазна мостова схема випрямлення.....	71
2.3 Складені багатопульсні та багатофазні схеми випрямлення .....	85
2.4 Вхідний струм багатофазних схем випрямлення з вихідним ємнісним фільтром.....	90
2.5 Керовані випрямлячі .....	101
2.6 Інверторний режим роботи керованих випрямлячів.....	118
2.7 Тиристорні перетворювачі .....	121
<b>3 ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ .....</b>	<b>125</b>
3.1 Перетворювачі змінної напруги .....	125
3.2 Імпульсні перетворювачі постійного струму .....	131
3.2.1 Імпульсні перетворювачі постійного струму, що знижують напругу .....	132
3.2.1.1 Імпульсний перетворювач на цілком керованому ключі .....	132
3.2.1.2 Імпульсний перетворювач з примусовою комутацією .....	136
3.2.1.3 Реверсивний імпульсний перетворювач постійної напруги для керування двигунами постійного струму .....	139
3.2.2 Імпульсний перетворювач постійного струму, що підвищує напругу .....	147

<b>4 АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ .....</b>	<b>153</b>
4.1 Автономні інвертори струму.....	155
4.1.1 Автономні інвертори струму на тиристорах, що не вимикаються за колом керування.....	155
4.1.1.1 Однофазна мостова схема автономного інвертора струму .....	155
4.1.1.2 Однофазний мостовий автономний інвертор струму з відсічними діодами .....	160
4.1.1.3 Трифазний мостовий автономний інвертор струму з відсічними діодами .....	162
4.1.2 Автономний інвертор струму на повністю керованих ключах.....	164
4.1.2.1 Автономний інвертор струму з формуванням у навантаженні синусоїдального струму .....	166
4.1.2.2 Автономний інвертор струму в режимі джерела синусоїдальної напруги.....	172
4.2 Дворівневі автономні інвертори напруги .....	179
4.2.1 Базові схеми дворівневих автономних інверторів напруги.....	179
4.2.2 Формування і регулювання вихідної напруги .....	181
4.2.2.1 Формування напруги прямокутної форми .....	182
4.2.2.2 Використання широтно-імпульсної модуляції для формування вихідної напруги інверторів .....	183
4.2.2.3 Перемодуляція як засіб підвищення вихідної напруги інвертора .....	186
4.2.3 Інвертор напруги з формуванням вихідного струму .....	188
4.2.4 Однофазний мостовий інвертор .....	189
4.2.4.1 Формування вихідної напруги інвертору з використанням біполярної ШІМ .....	190
4.2.4.2 Формування вихідної напруги інвертору з використанням однополярної ШІМ .....	191
4.2.5 Трифазний інвертор напруги .....	200
4.2.5.1 Трифазний інвертор з амплітудним керуванням.....	200
4.2.5.2 Трифазний інвертор з синусоїдальною ШІМ.....	207
4.2.5.3 Трифазний інвертор з векторною ШІМ .....	213
4.2.6 Недоліки дворівневих інверторів напруги.....	220
4.3 Багаторівневі інвертори напруги.....	221
4.3.1 Базові структури багаторівневих інверторів.....	221
4.3.2 Основні принципи формування вихідної напруги багаторівневих інверторів.....	222
4.3.2.1 Амплітудне регулювання.....	222
4.3.2.2 Вибіркове формування з заданим гармонійним складом.....	233
4.3.2.3 Попередня модуляція завдання гармоніками кратними трьома відносно частоти основної гармоніки.....	237
4.3.2.4 Багаторівнева ШІМ.....	239
4.3.3 Багаторівневі інвертори з декількома рівнями напруги джерела постійного струму і фіксуючими діодами.....	242
4.3.3.1 Трирівневий інвертор із фіксуючими діодами.....	244
4.3.3.2 Чотирирівневий інвертор із фіксуючими діодами.....	264

4.3.3.3 П'ятирівневий інвертор із фіксуючими діодами.....	272
4.3.4 Багаторівневі інвертори з плаваючими конденсаторами.....	276
4.3.5 Каскадні схеми з послідовним з'єднанням інверторів.....	279
4.3.6 Каскадні схеми з паралельним з'єднанням інверторів.....	286
4.3.6.1 Каскадні схеми з безпосереднім з'єднанням вихідних кіл інверторів .....	286
4.3.6.2 Каскадні схеми з вихідним підсумовуючим трансформатором .....	292
4.3.7 Асиметричні каскадні схеми багаторівневих інверторів.....	296
4.3.8 Гібридні схеми багаторівневих інверторів.....	306
4.3.9 Схеми з «реактивною коміркою» та послідовним силовим активним фільтром.....	310
4.3.10 Каскадні схеми із з'єднанням інверторів через фази навантаження.....	316
<b>5 АКТИВНІ ВИПРЯМЛЯЧІ .....</b>	<b>317</b>
5.1 Активні випрямлячі напруги.....	317
5.1.1 Випрямляч напруги з активним формуванням вхідного струму з однобічним передаванням енергії.....	317
5.1.2 Активні випрямлячі напруги з двобічним передаванням енергії.....	321
5.1.2.1 Однофазний мостовий випрямляч.....	322
5.1.2.2 Трифазний мостовий дворівневий випрямляч.....	327
5.1.2.3 Трифазний мостовий трирівневий випрямляч.....	335
5.2 Активний випрямляч струму .....	341
<b>6 ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ .....</b>	<b>348</b>
6.1 Перетворювачі частоти з ланкою постійного струму .....	348
6.1.1 Перетворювачі частоти на базі автономного інвертора напруги....	348
6.1.1.1 Перетворювачі частоти низької напруги .....	348
6.1.1.2 Перетворювачі частоти середньої напруги.....	351
6.1.2 Перетворювачі частоти на базі автономного інвертора струму.....	354
6.2 Безпосередні перетворювачі частоти .....	356
6.2.1 Перетворювачі частоти з природною комутацією .....	356
6.2.2 Матричні перетворювачі частоти з ШІМ .....	363
6.2.3 Дволанковий перетворювач частоти .....	371
6.3 Сучасні низьковольтні перетворювачі частоти для електроприводу широкого призначення. Підключення, характеристики та функції.....	378
<b>7 ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ. ЇХНІЙ ВПЛИВ НА МЕРЕЖУ ЖИВЛЕННЯ .....</b>	<b>384</b>
<b>8 ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ ІЗ МЕРЕЖЕЮ ЖИВЛЕННЯ .....</b>	<b>390</b>
8.1 Фільтро-компенсувальні пристрої .....	390
8.2 Активні фільтро-компенсувальні пристрої .....	392
<b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....</b>	<b>401</b>

## ВСТУП

Електрична енергія виробляється на електричних станціях і передається споживачам здебільшого у вигляді змінного трифазного струму промислової частоти 50 Гц. Значна частина електроенергії, що генерується (більше ніж 30%) споживається в перетвореному вигляді – постійного чи змінного струму з частотою, відмінною від промислової (50 Гц), що обумовлено різноманіттям і специфікою споживачів.

Питаннями, пов'язаними з перетворенням виду і регулюванням параметрів електричної енергії, займається галузь науки і техніки, що одержала назву *силова або енергетична електроніка*.

Частка перетвореної електричної енергії постійно збільшується. Отже, силова електроніка займає важливе місце між виробництвом електроенергії та її споживанням, набуваючи важливого значення в умовах зростаючих вимог до керованості, особливо при вирішенні питань економії електричної енергії.

Силова електроніка охоплює комутацію, керування і перетворення електричної енергії під час застосування силових напівпровідникових перетворювачів (СНП), що мають високі регульовальні характеристики і енергетичні показники, малі габарити і масу, прості і надійні в експлуатації, забезпечують безконтактну комутацію струмів у силових колах, а також регулювання струму і напруги.

Варто зазначити, що у наш час силова електроніка є однією з найдинамічніших сфер діяльності і використовує найновітніші технології напівпровідникових приладів, засобів мікропроцесорної техніки й інформатики. Сучасні напівпровідникові прилади, що використовуються в силових колах перетворювачів у ключових режимах, за своїми параметрами все більше наближуються до ідеальних ключових елементів. Системи керування базуються на потужних швидкодіючих спеціалізованих мікроконтролерах, що разом із забезпеченням функціонування пристрою забезпечують зручний інтерфейс для діалогу з користувачем і зовнішньою системою автоматичного керування.

# 1 СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕНЕРГІЇ. ПРИЗНАЧЕННЯ І КЛАСИФІКАЦІЯ

## Основні функції СНП:

1. *Випрямлення.* Перетворення змінного струму в постійний струм, причому енергія змінного струму надходить у систему постійного струму.

2. *Інвертування.* Перетворення постійного струму в змінний струм незмінної чи регульованої частоти, причому енергія постійного струму надходить у систему змінного струму.

3. *Перетворення постійного струму.* Перетворення постійного струму даної напруги і полярності в постійний іншої напруги і при необхідності протилежної полярності, причому енергія постійного струму надходить в іншу систему постійного струму.

4. *Перетворення змінного струму* (перетворювачі напруги, частоти, кількості фаз). Перетворення змінного струму однієї напруги, частоти і кількості фаз у змінний іншої напруги, частоти і при необхідності з іншою кількістю фаз, причому енергія змінного струму надходить в іншу систему змінного струму.

Випрямлячі широко застосовуються в металургії, хімічній промисловості, електроприводі постійного струму, електрозварюванні, гальванотехніці, під час електрохімічної обробки металів, зарядці акумуляторних батарей, у силових колах перетворювачів, як джерела живлення для електронних схем і автоматики і тощо.

Інвертори використовуються для живлення споживачів змінного струму, коли джерело енергії генерує постійний струм (мережа постійного струму, електромашинний генератор, акумуляторна батарея і т.п.), у системах передачі електроенергії постійного струму, як складовий елемент у перетворювачах частоти.

Перетворювачі напруги і частоти застосовуються в регульованих електроприводах змінного струму, установках індукційного нагрівання і плавки металів, ультразвукових пристроях і тощо.

Перетворювачі кількості фаз застосовуються для перетворення однофазної напруги в трифазну і навпаки (наприклад, електротранспорт змінного струму).

Імпульсні перетворювачі постійної напруги застосовують для електромобілів, підйомно-транспортних пристроїв, міського електротранспорту і т.п.

Поряд зі згаданими функціями, перетворювачі мають і інші можливості використання, наприклад, компенсація реактивної потужності, фільтрація вищих гармонік або комутація кіл змінного і постійного струму. Однак ці можливості можна розуміти як особливі випадки перетворення постійного і змінного струмів.

Обмежена кількість основних функцій здійснюється за допомогою безлічі перетворювальних схем, що будуть розглянуті нижче.

Усі перетворювачі можна розподілити на дві групи: *ведені й автономні*.

У *ведених* комутація струму здійснюється під дією змінної напруги якогонебудь зовнішнього джерела (мережа змінного струму, машина змінного струму, наприклад, синхронний двигун).

В автономних використовуються вузли примусової комутації, що входять до складу самого перетворювача. При використанні тиристорів, що вимикаються за колом керування і транзисторів пристрої комутації не потрібні.

У СНП розрізняють силову й інформаційну частину, остання включає систему керування і регулювання, контролю, захисту та діагностики.

Як у силовій частині, так і в складових керування та регулювання сьогодні переважають структури на основі напівпровідникових матеріалів: у силовій частині діоди, тиристори і силові транзистори, в інформаційній частині - діоди, транзистори й інтегральні мікросхеми. Усе більшого застосування для оброблення інформації набувають мікропроцесори.

## **1.1 Структура силового напівпровідникового перетворювача**

Силові напівпровідникові пристрої здійснюють перетворення параметрів електричної енергії з передаванням її (активної потужності) від мережі живлення або автономного джерела у навантаження. Звичайно СНП забезпечує двобічне передавання енергії, коли навантаження працює у режимі джерела, а також обмін реактивною енергією між джерелом і навантаженням.

Потужність СНП становить від одиниць Вт до десятків МВт. ККД напівпровідникових перетворювачів достатньо високий і наближається до 1 (0,9 ÷ 0,98), проте у разі значних потужностей втрати енергії у силових колах становлять від одиниць до десятків кВт. Температура силових приладів (діодів, тиристорів, транзисторів) не повинна перевищувати визначені значення, що передбачає забезпечення ефективного відведення тепла від силових кіл – системи охолодження.

Охолодження може бути природним із використанням індивідуальних або групових охолоджувачів із розвинутою поверхнею охолодження, або примусовим із використанням примусової циркуляції повітря або рідини.

Силові напівпровідникові прилади, що утворюють силові кола СНП (особливо транзистори), мають незначну перевантажувальну спроможність за напругою і струмом, температурою. Це обумовлює наявність швидкодіючих пристроїв захисту як індивідуальних, так і групових на вході і виході СНП. Перевагу мають електронні пристрої, що безпосередньо впливають на входи керування у разі досягнення контрольованим параметром певного значення. Загальний час спрацьовування їх може становити декілька мікросекунд для схем із силовими транзисторами. На вході СНП встановлюють систему захисту (СЗ) від перенапруг з боку мережі.

Система керування і контролю СНП (СК і К) забезпечує перемикання приладів у силових колах за визначеним алгоритмом, автоматичне регулювання його вихідних і вхідних параметрів згідно їх завданням, а також контроль параметрів СНП і навантаження для інформаційного забезпечення діалогу з оператором (пульт керування) або автоматизованою системою керування (АСК) більш високого рівня. Поряд із функціями керування і контролю сучасні системи забезпечують функції діагностики схеми. Зараз виготовляються з використанням засобів мікропроцесорної техніки.



Вихідна напруга СНП поряд із основною гармонікою містить широкий спектр гармонік залежно від схеми і прийнятого алгоритму. Це обумовлює негативний вплив на роботу навантаження і додаткові втрати енергії на нагрівання. Тому на виході СНП встановлюють вихідний фільтр (Ф2).

СНП здебільшого є нелінійним навантаженням для мережі живлення – споживають реактивну індуктивну потужність, спотворюють форму струму, що споживається від джерела і, відповідно, напругу на вході, який є спільним і для інших споживачів. Як наслідок, негативно впливають на мережу та на інших споживачів.

З метою зменшення впливу використовують фільтри на вході СНП (Ф1) і спеціальні фільтро-компенсувальні пристрої (ФКП), що також забезпечують компенсацію реактивної потужності.

Структурна схема СНП наведена на рисунку 1.1 і містить у собі:

1) *Вхідні кола СНП* (з боку мережі живлення):

- автоматичний вимикач *QF1* для захисту від аварійних режимів із боку мережі змінного струму;
- силовий трансформатор *TV* або реактор для обмеження струму;
- вхідний фільтр Ф1;
- система захисту СЗ вхідного кола;
- датчики параметрів вхідного кола СНП;
- фільтро-компенсувальний пристрій (ФКП) для компенсації впливу СНП на мережу живлення.

2) *Вихідні кола СНП* (з боку навантаження – приймача електричної енергії):

- автоматичний вимикач *QF2* для захисту від аварійних режимів в вихідних колах СНП;
- датчики параметрів вихідного кола СНП;
- вихідний фільтр Ф2.

3) *Силовий блок СНП*, що містить в собі силові напівпровідникові прилади (діоди, тиристори, транзистори) з індивідуальними колами захисту і систему охолодження.

4) *Системи керування*, автоматичного регулювання і контролювання параметрів СНП (СК і К).

5) *Пульт керування* ПК.

Указані елементи структури СНП, тією або іншою мірою є предметом подальшого розгляду.

Типова схема підключення, характеристики та функції сучасного перетворювача частоти низької напруги розглянуті у п. 6.3.

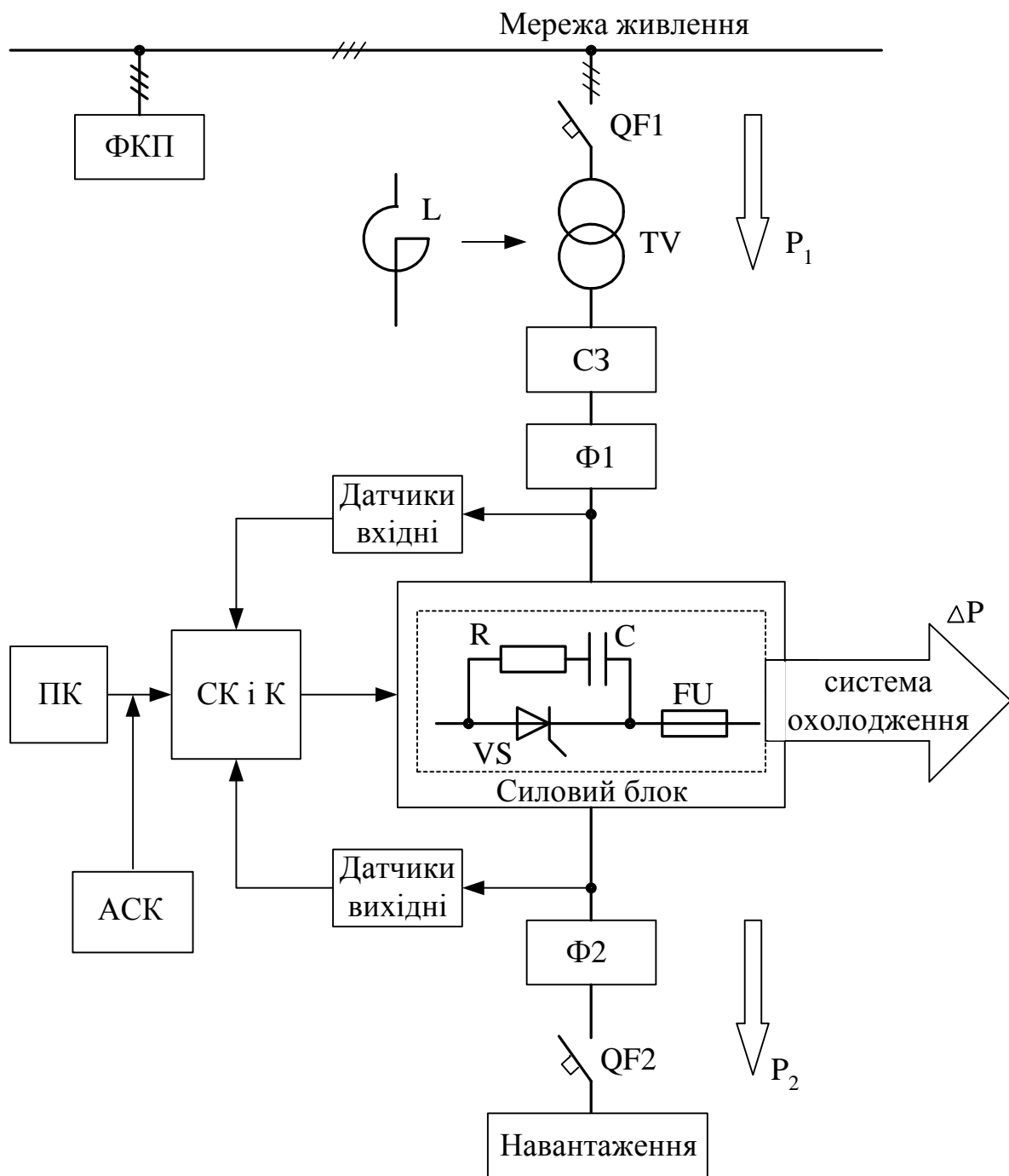


Рисунок 1.1 – Структурна схема силового напівпровідникового перетворювача

На рисунку 1.2 подано зовнішній вигляд перетворювача частоти малої (ACS150 – (0,37 - 4 кВт)) та середньої потужності (ACS550 – (0,75-110 кВт)) у настінному виконанні.

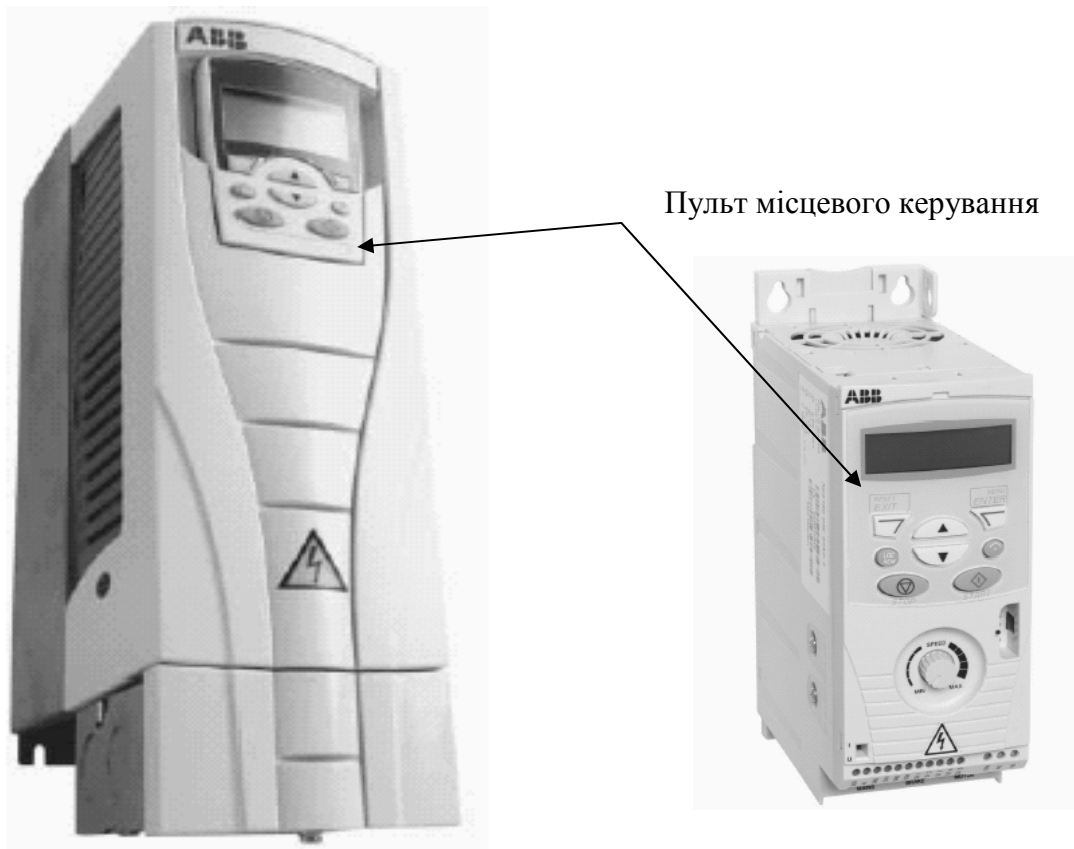


Рисунок 1.2 – Зовнішній вигляд перетворювачів ACS550 і ACS150

На рисунку 1.3 подано зовнішній вигляд перетворювача великої потужності з примусовим повітряним охолодженням і влаштованим трансформатором.

На рисунку 1.4 подано зовнішній вигляд перетворювача великої потужності з примусовим водяним охолодженням з відчиненими дверцятами для окремих секцій та блоків, що входять до його складу (рис. 1.4):

- 1) Секція для кабельного приєднання вхідного трансформатору;
- 2) 36-и пульсний випрямляч на діодах;
- 3) блок конденсаторів у ланці постійного струму;
- 4) інверторний блок на IGCT;
- 5) секція для кабельного приєднання двигуна;
- 6) секція водяного охолодження;
- 7) блок системи керування;
- 8) додаткове джерело живлення для системи керування.

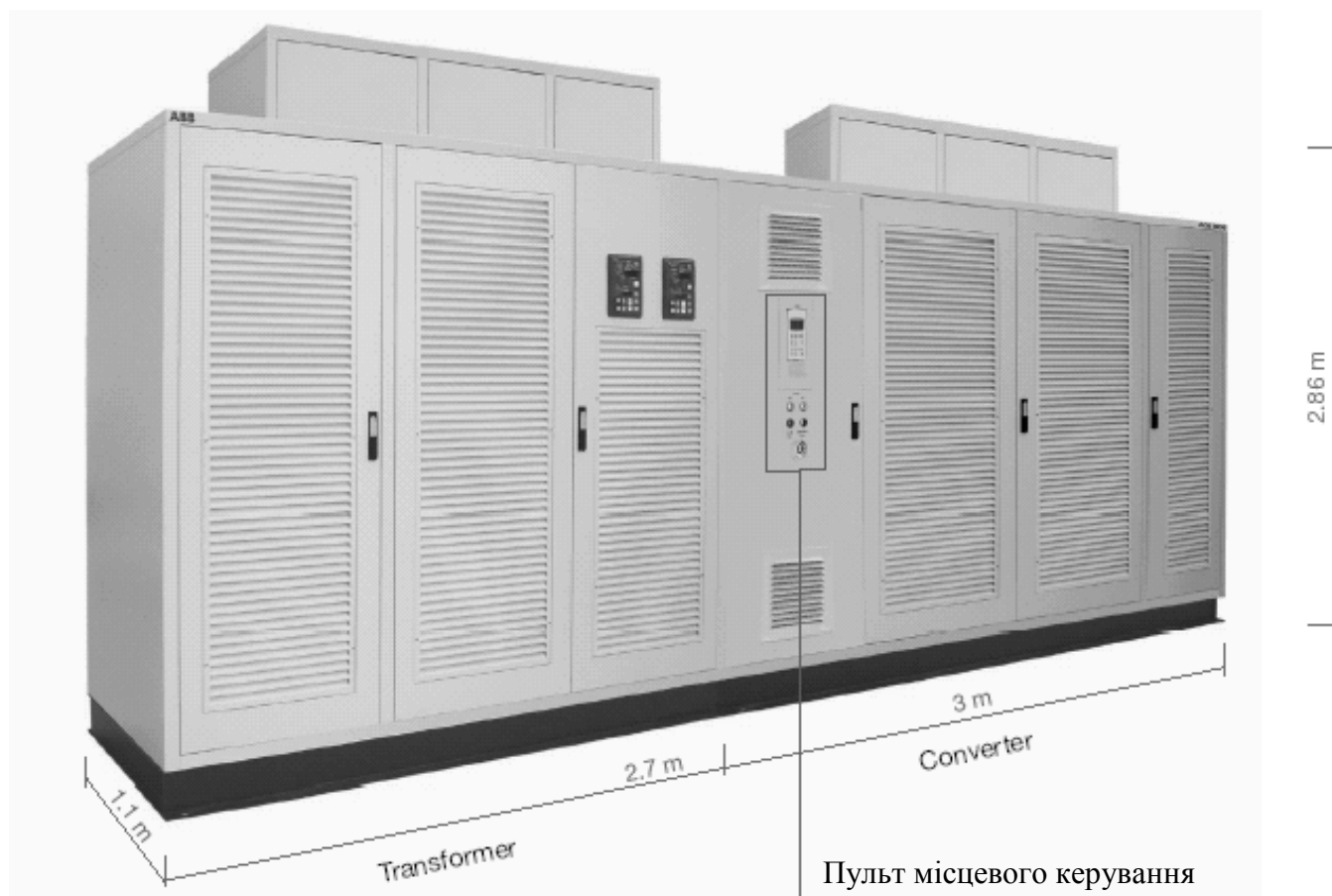


Рисунок 1.3 – Зовнішній вигляд перетворювача частоти типу ACS 5000, 3,5 МВт, 6,9 кВ із влаштованим трансформатором і повітряним охолодженням

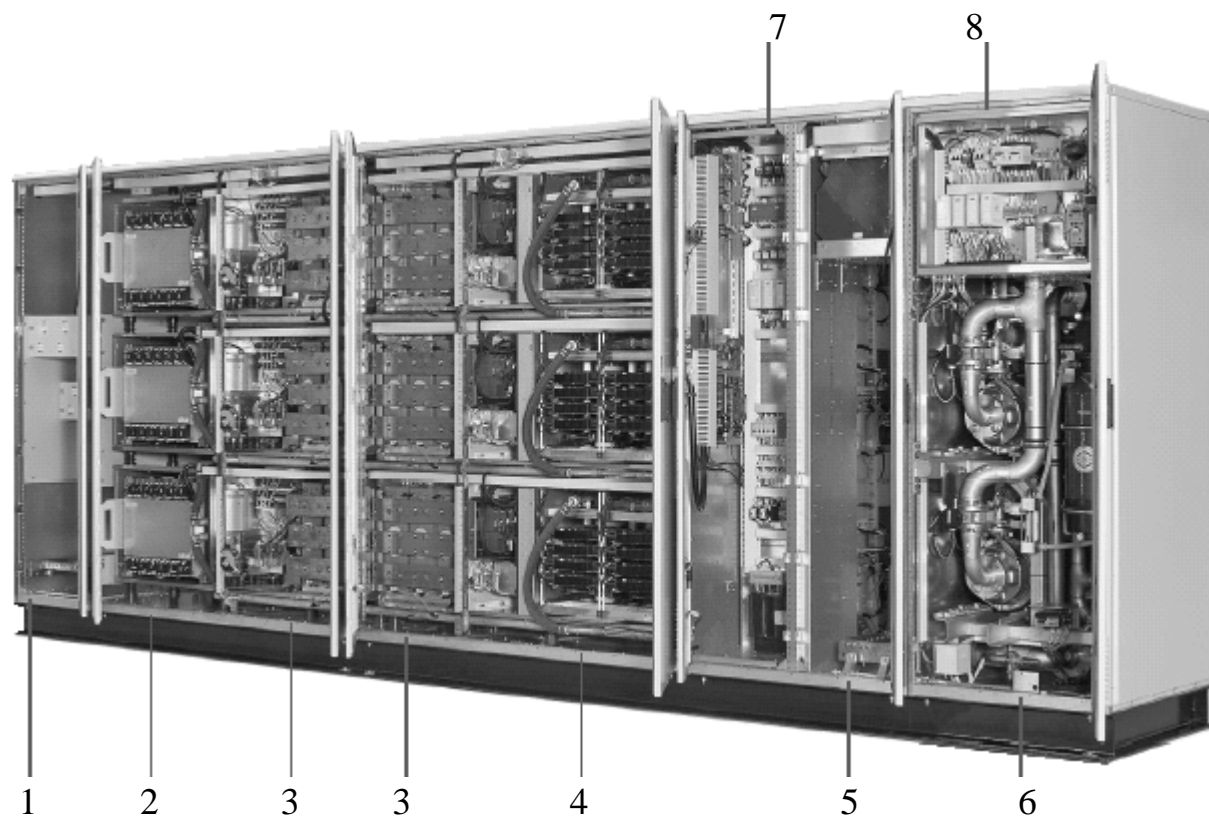


Рисунок 1.4 – Зовнішній вигляд перетворювача частоти (з відчиненими дверцятами) типу ACS 5000, 12 МВт, 6,9 кВ з водяним охолодженням

## 1.2 Напівпровідникові прилади, що використовуються в силових колах перетворювачів. Властивості, параметри, керування

В основі побудови силових кіл СНП покладено використання **комутуючих ключових елементів – електричних вентилів** (звідси – часто використовувана назва вентильний перетворювач), з'єднаних певним чином між джерелом і споживачем енергії. Перетворення енергії здійснюється шляхом вмикання і вимкнення вентилів за певним алгоритмом у функції часу, забезпечуючи при цьому підключення джерела енергії до виходу перетворювача (до споживача).

Процеси вмикання і вимкнення ключових елементів призводять до перемикання струму від однієї гілки схеми, до іншої (або інших). Тому під поняттям комутації розуміємо не тільки вмикання – вимкнення (замикання – розмикання кола), але і перехід струму від одного кола до іншого (перемикання кіл).

На сьогодні у пристроях перетворювальної техніки як ключові елементи (у подальшому ключі) через свої незаперечні переваги використовуються напівпровідникові прилади, що дозволяють за незначних внутрішніх втрат і малої потужності керування управляти великими потужностями, що підводяться до навантаження.

Розглянемо основні принципи побудови ключів. Стан ключа визначається його опором: замкнений, якщо  $R \rightarrow 0$ ; розімкнений, якщо  $R \rightarrow \infty$ .

**Ключ із однобічною провідністю** комутує струм одного напрямку. Вольтамперні характеристики ідеального та реального ключів наведені на рисунку 1.5, а і рисунку 1.5, б (крива 1).

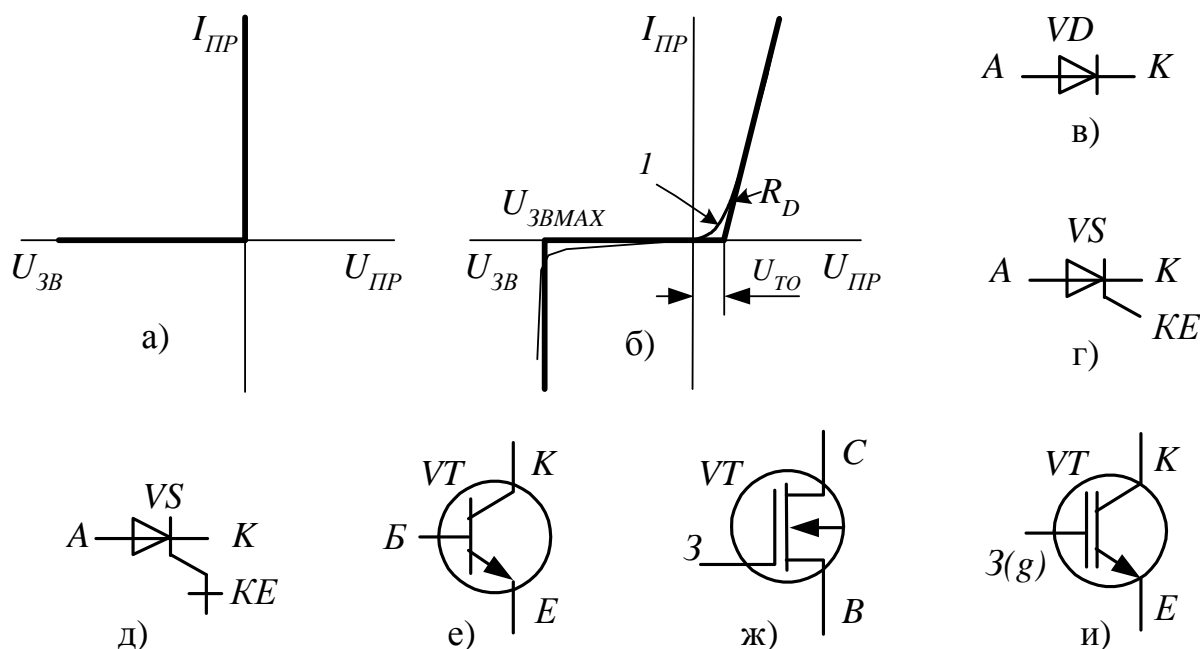


Рисунок 1.5 – Ключі з однобічною провідністю:

- а) вольт-амперна характеристика ідеального ключа; б) вольт-амперна характеристика реального ключа; в) діод; г) триелектродний тиристор;
- д) тиристор, що вимикається за колом керування; е) біполярний транзистор;
- ж) польовий транзистор; и) біполярний транзистор з ізольованим затвором

Зазначимо, що під час аналізу роботи схем перетворювачів ключі, зазвичай, розглядаються як ідеальні. Реальні властивості ключів враховують під час розрахунків систем керування та визначенні втрат енергії в силових колах. При цьому вольт-амперну характеристику апроксимують ломаною кривою (на рис.1.5, б виділено жирною лінією). Пряма гілка характеризується пороговою напругою  $U_{TO}$  і диференційним (динамічним) опором  $R_D$ . Зворотна гілка характеризується зворотною напругою  $U_{ЗВМАХ}$ , у разі досягнення якої стається пробиття  $p-n$  переходу, зворотний струм при цьому різко збільшується, що може призвести до теплового пробиття  $p-n$  переходу і пошкодження ключа.

Як некерований ключ використовується діод (рис. 1.5, в). Його стан визначається напругою, що прикладена до виводів анод (А) і катод (К). При прямій напрузі вмикається, при зворотній напрузі і зменшенні прямого струму до нуля – вимикається. Триелектродний тиристор (рис. 1.5, г) є напівкеруваним ключем – його стан визначається напругою, що прикладена до виводів А і К і напругою на керувальному електроді (КЕ). При прямій напрузі і подаванні імпульсу керування на КЕ вмикається. Вимикається тиристор як і діод.

Як повністю керований ключ однобічної провідності використовуються:

- тиристор, що вимикається за колом керування (рис. 1.5, д) – для цього на КЕ подається імпульс керування зворотної полярності;
- біполярний транзистор (рис. 1.5, е) – комутація здійснюється за колом колектор (К) – емітер (Е), а керування за колом база (Б) – емітер;
- польовий транзистор (рис. 1.5, ж) – комутація здійснюється за колом сток (С) – виток (В), а керування за колом затвор (З) – виток;
- біполярний транзистор з ізольованим затвором (рис. 1.5, и) – комутація здійснюється за колом колектор – емітер, а керування за колом затвор (З) – Е.

**Ключ з двобічною провідністю** комутує струм обох напрямів. Можливі два варіанти: ключ керований для одного напрямку струму – виконується на повністю керованих приладах зі зворотним діодом (рис. 1.6, а, б); ключ керований для обох напрямів струму – виконується на повністю керованих приладах (рис. 1.6, в, г). У схемі на рисунку 1.6, в із зустрічним вмиканням транзисторів струм проводять VT1, VD2 або VT2, VD1. При цьому діоди також обмежують зворотну напругу на транзисторах, що вимкнені.

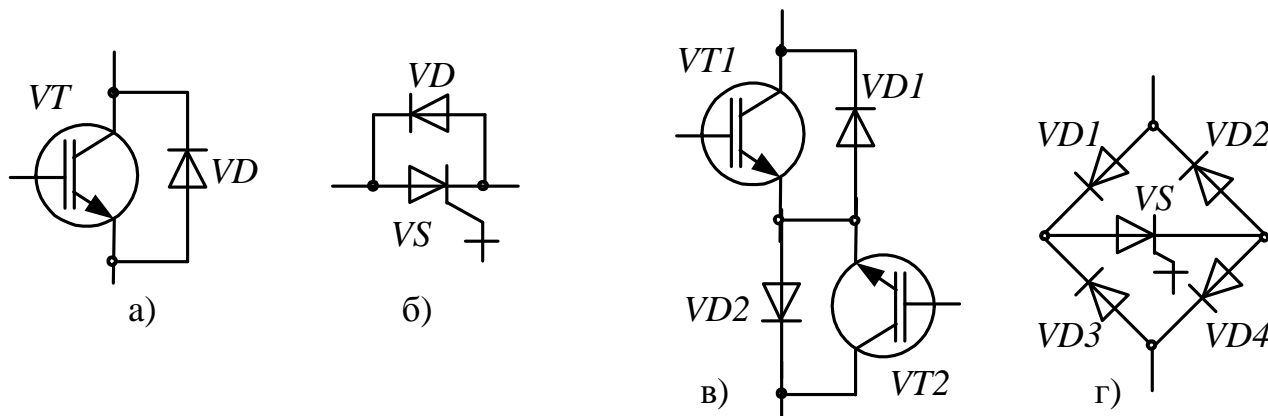


Рисунок 1.6 – Ключі з двобічною провідністю

Обмеження можливостей ключів за напругою та струмом передбачає використання для них індивідуальних засобів захисту – запобіжників, снаберних ланцюгів, як це показано на рисунку 1.1, де паралельно тиристорі підключено  $R$ - $C$  - ланцюг для захисту від комутаційної перенапруги.

Варто зазначити, що в сучасних напівпровідникових приладах, особливо в модулях, використовуються готові структури ключів певного призначення.

### 1.2.1 Діоди силові

Діоди – це некеровані перемикальні напівпровідникові прилади з однобічною провідністю, що мають один  $p$ - $n$  перехід і два зовнішніх виводи (А – анод, К – катод). Стрілка в умовному позначенні (рис. 1.5, в) показує провідний напрямок діодів, літерне позначення  $VD$  (вентиль діодний). Як робочу використовують пряму гілку характеристики (рис. 1.5, б), при пропусканні випрямленого струму (діод відкритий) і початкову ділянку зворотної до  $(0,7 \div 0,8)U_{3BMAX}$  при закриванні діода.

Процес перемикання (вимкнення) діода показано на рисунку 1.7. Струм зменшується лінійно (завдяки індуктивності витоку), змінює напрямок, і потім швидко спадає до нуля. Високе значення  $di/dt$  під час вимкнення обумовлено зворотною напругою ( $U_{rrm}$ ), яка вище прикладеної зовні зворотної напруги ( $U_R$ ). Заряд відновлення  $Q_{rr}$  і відповідний час відновлення  $t_{rr}$  – важливі параметри діоду. Відповідно до цього діоди розподіляються на: діоди повільного відновлення (випрямні), діоди швидкого відновлення, і діоди Шоткі (Schottky).

**Випрямні діоди** – для перетворення змінного струму в пульсуючий струм однієї полярності в некерованих випрямлячах (див. п. 2.1) при частотах до 1 кГц.

**Основними параметрами випрямних діодів** є (\* – позначення відповідно міжнародному стандарту, який використовується надалі):

–  $U_{3BMAX} (U_{RRM})^*$  – максимально допустима зворотна напруга, що повторюється – найбільше миттєве значення зворотної напруги на діоді, яка не викликає змінювання його параметрів;

–  $I_{ПРСРMAX} (I_{F(AV)})^*$  – максимально допустиме середнє значення прямого струму, що викликає допустиме нагрівання діода за визначеними умовами охолодження;

–  $I_{F(RMS)}$  – максимально допустиме діюче значення прямого струму;

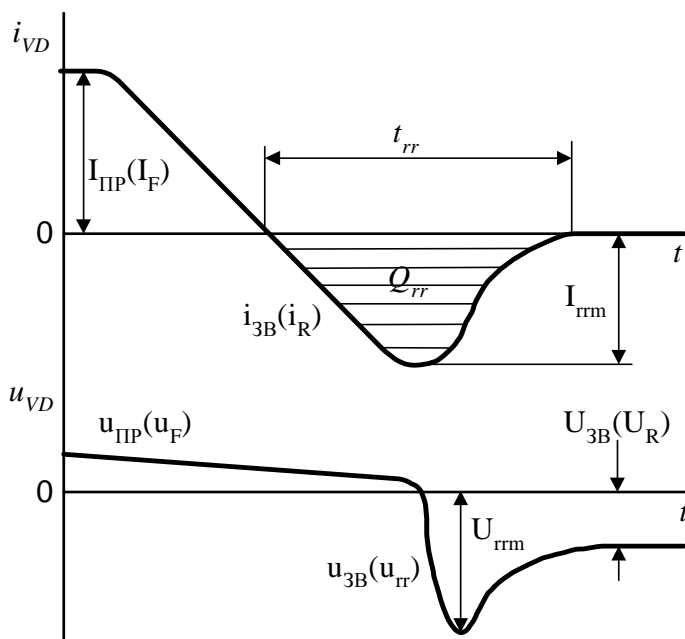


Рисунок 1.7 – Процес вимикання діоду

–  $I_{FMS}$  – максимально допустимий імпульсний струм - для одиничних імпульсів та імпульсів, що повторюються (наприклад, за 10 мс – тривалість напівперіоду за частоти 50 Гц);

–  $U_F$  – пряме падіння напруги на відкритому діоді;

–  $f_{max}$  – допустима робоча частота (звичайно до 1 кГц);

–  $R_{thjc}$  – тепловий опір перехід (кристал) – корпус (відношення різниці температур переходу і корпусу до потужності, що розсіюється приладом);

–  $T_C, T_j$  – температура корпусу,  $p-n$  переходу (кристалу напівпровідника);

–  $t_{rr}$  – час зворотного відновлення.

За постійної потужності  $P$ , що виділяється у приладі, повний тепловий опір ( $R_{th}$ ) визначає перевищення температури  $T_j$  відносно оточуючого середовища ( $T_A$ ), яке становить  $(T_j - T_A) = P \cdot R_{th}$ .

Випрямні діоди виготовляються на струм  $I_{ПРСРМАХ}$  до 6600 А і напругу  $U_{ЗВ.МАХ}$  до 6 кВ.

**Приклад умовного позначення вітчизняного силового діода:** тип Д-161-200-8, де: Д – випрямний діод; 161 – конструктивне виконання [6]; струм –  $I_{ПРСРМАХ} = 200$  А; напруга –  $U_{ЗВ.МАХ} = 8 \cdot 100 = 800$  В.

Вибір для конкретної схеми випрямлення здійснюється за умовами:

$$I_{ПРСРМАХ} \geq K_3 \cdot I_{ВДСР}, \quad U_{ЗВ.МАХ} \geq K_3 \cdot U_{ЗВм},$$

де  $K_3$  – коефіцієнт запасу ( $1,3 \div 1,5$ );  $I_{ВДСР}$  – середнє значення струму крізь діод;  $U_{ЗВм}$  – найбільше миттєве значення зворотної напруги, прикладеної до діода у конкретній схемі випрямлення (величини  $I_{ВДСР}$  і  $U_{ЗВм}$  визначені у п. 2.1.2).

Потужні силові випрямні діоди виготовляються у штирьовому (рис. 1.8, а) або таблетковому (рис. 1.8, б) виконанні. Діод має:

1 – вивід катода, 2 – вивід анода (основа корпусу), 3 – випрямний елемент (кристал напівпровідника), 4 – керамічний ізолятор, 5 – ізолятор, 6 – тарілчасті пружини. У діоді таблеткового типу підведення струму здійснюється натисканням струмопровідних пластин до верхньої (1) та нижньої (2) основ корпусу. У діодах витрати енергії викликають нагрівання  $p-n$  переходу. Для утримання температури кристала в допустимих межах використовують спеціальні охолоджувачі (рис. 1.8, в). Корпус штирьового діода вгвинчу-

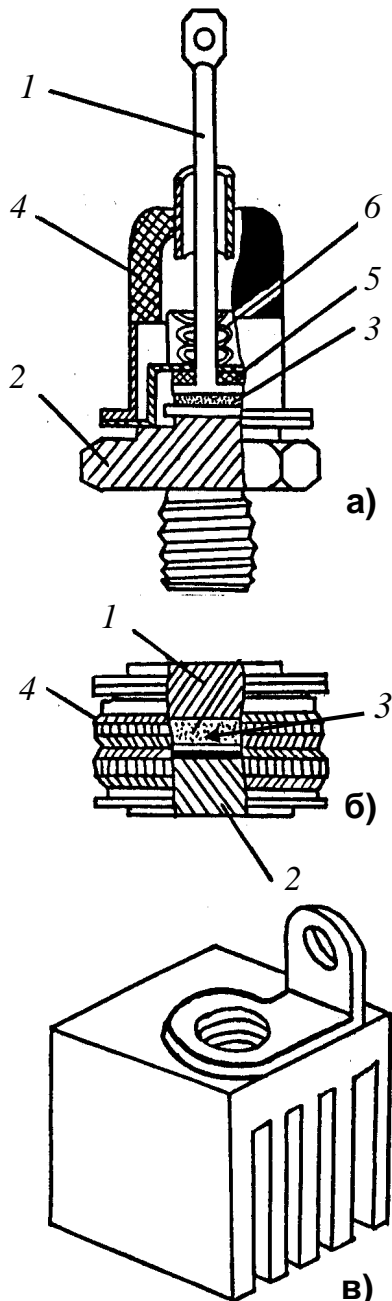


Рисунок 1.8 – Зовнішній вигляд і конструкція діодів:  
а) штирьова конструкція;  
б) таблеткова конструкція;  
в) конструкція охолоджувача

Для утримання температури кристала в допустимих межах використовують спеціальні охолоджувачі (рис. 1.8, в). Корпус штирьового діода вгвинчу-



ється в охолоджувач, таблеткового типу – притиснутий до нього. Тепло від приладу передається крізь охолоджувач із його розгорнутої поверхні у довкілля. У діодах на великий струм використовують примусове повітряне (обдув охолоджувачів) або рідинне охолодження.

**Швидкодіючі діоди.** Швидкодіючі (fast recovery – з швидким відновленням) діоди поділяються на діоди з «тонкою базою» за епітаксiallyно-планарною технологією (fast-FRED і ultrafast-FRED) і діоди Шоткі [18]. Останні, зі свого боку, можуть бути традиційними кремнієвими або на основі карбіду кремнію (SiC). У діодах із бар'єром Шоткі (діоди Шоткі, або ДШ) замість  $p$ - $n$ - переходу використовується контакт металевої поверхні з напівпровідником. В місці контакту виникають збіднені носіями заряду шари напівпровідника, які називаються запірними. Діоди Шоткі відрізняються від діодів із  $p$ - $n$  - переходом такими параметрами:

- а) більш низьке пряме падіння напруги  $U_{FM}$ ;
- б) більш низька зворотна напруга  $U_{RRM}$ ;
- в) більш високий струм витоку (зворотний струм)  $I_R$ ;
- г) майже повністю відсутній заряд зворотної напруги  $Q_R$ .

Для порівняння параметри швидкодіючих і випрямних діодів фірми SEMIKRON [46] наведені у таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Параметри діодів

Тип	$U_{RRM}$ , В	$t_{rr}$ , нс	$I_{F(AV)}$ , А ( $T_C=100$ °C)	$I_{FMS}$ , А ( $T_J=25$ °C)	$T_J=25$ °C		$R_{th}$ , К/Вт	$T_J$ , °C
					$U_F$ , В	$I_F$ , А		
SKN400	1800÷3000		400	9000	1,45	1200	0,11	-40, +160
Швидкодіючі								
SKN141F	1200÷1700	2000	140	2500	1,8	300	0,2	-40, +150

У ДШ пряме падіння напруги є функцією зворотної напруги. У сучасних ДШ максимальна зворотна напруга складає близько 150÷200 В, а пряме падіння напруги менше ніж у діодів із  $p$ - $n$  - переходом на 0,2÷0,35 В. ДШ незамінні при проектуванні потужних низьковольтних (на практиці до 27÷48 В) і високочастотних випрямлячів із великим струмом, завдяки властивостям а) і г).

### 1.2.2 Транзистори

**Транзистор** (*TRANS*fer *resISTOR* – перетворення і резистор) - це повністю керований напівпровідниковий прилад, що має три або більше виводи.

**Біполярні транзистори** (BJT або BPT – Bipolar Power Transistor).

Біполярний транзистор (БТ) – напівпровідниковий прилад з трьома областями напівпровідника, що чергуються:  $p$ - $n$ - $p$  (рис. 1.9) або  $n$ - $p$ - $n$  (рис. 1.10) та двома  $p$ - $n$  – переходами, у яких протікання робочого струму обумовлено носіями зарядів обох знаків. Область, що є джерелом носіїв зарядів (електронів або дірок), названо емітером (Е). Область, що приймає заряди від емітера, названо колектором (К). Область між ними – база (Б). Умовні позначення транзисторів  $p$ - $n$ - $p$  і  $n$ - $p$ - $n$  типів наведені на рисунку 1.9 і рисунку 1.10. Пунктиром показано напрямок струму в транзисторі, що визначається напрямком стрілки в умовно-

му позначенні емітера (відповідно до цього обирається полярність джерел живлення). Літерне позначення транзисторів –  $VT$  (вентиль транзисторний).

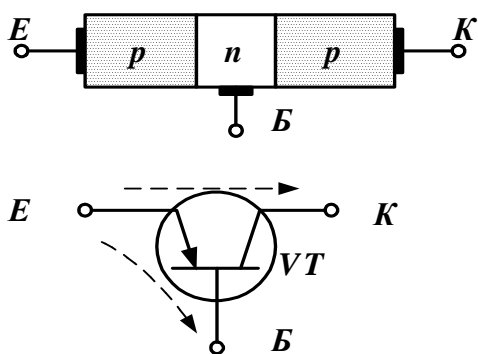


Рисунок 1.9 – Структура і умовне позначення біполярного транзистора  $p-n-p$  типу

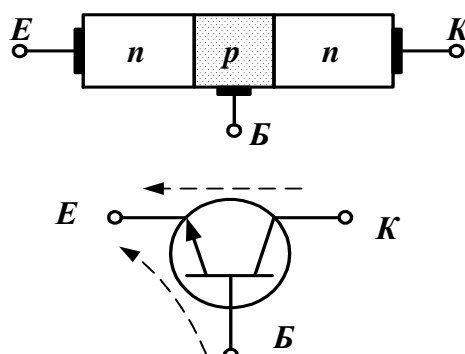


Рисунок 1.10 – Структура і умовне позначення біполярного транзистора  $n-p-n$  типу

Зовнішній вигляд транзисторів малої та середньої потужності в металевому та пластмасовому корпусі показано на рисунку 1.11.

Як ключ найчастіше використовують схему зі спільним емітером СЕ (рис.1.12 для транзистора  $n-p-n$  типу). При цьому навантаження  $R_H$  вмикається послідовно з колектором до джерела живлення з напругою  $U_d$ . На рисунку 1.12 напруги розглядаються відносно спільної точки СТ. Вхідна напруга  $U_{BX}$  подається до вхідних затискачів Б-Е через резистор  $R_B$ , що обмежує значення вхідного струму  $I_B$ . Резистор  $R_I$  фіксує вимкнений стан транзистору за відсутності вхідної напруги.

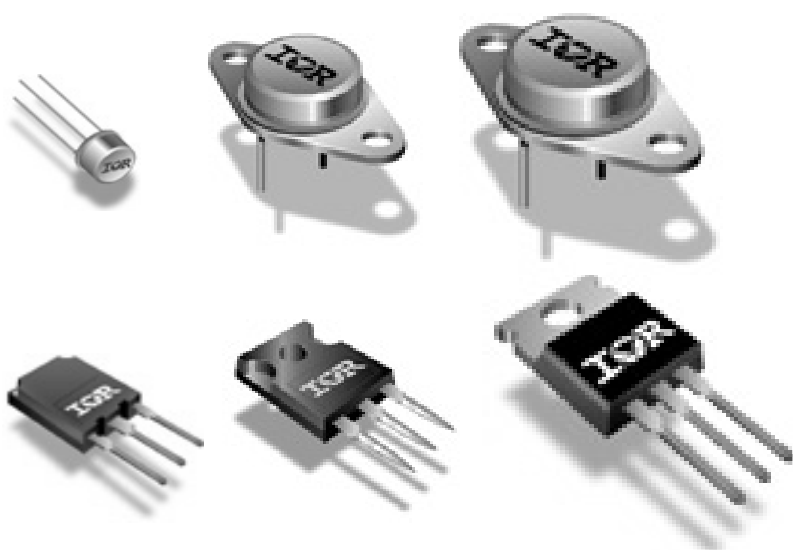


Рисунок 1.11 – Зовнішній вигляд транзисторів

Опір переходу Б-Е  $R_{BE} = U_{BE}/I_B$  – вхідний опір транзистора. Вихідне коло транзистора (перехід К-Е) характеризується, відповідно: вихідним струмом  $I_K$ , напругою  $U_{KE}$  і опором  $R_{KE} = U_{KE}/I_K$ .

Для транзистора  $p-n-p$  типу полярності напруги і струмів відносно спільної точки схеми (СТ) – зворотні.

Вхідний струм схеми з СЕ – це прямий струм  $p-n$  переходу Б-Е, **тобто біполярний транзистор – це прилад, що керується вхідним струмом.**

Вхідний опір  $R_{BX}$  – це прямий опір переходу Б-Е, що відносно малий ( $R_{BX}$  не перевищує декількох кОм), тому ці транзистори в схемі зі СЕ можна використовувати лише для відносно потужних джерел вхідних сигналів, що здатні забезпечити такий струм.

**Перехідна характеристика** транзистора  $I_K = f(I_B)$  у схемі з СЕ приведена на рисунку 1.13. Відповідно до перехідної характеристики можна встановити три режими роботи транзистора:

– **режим відсікання**, або закритий стан транзистора (точка *a* на рис. 1.13). При цьому  $U_{BE} = 0$ ,  $I_B = 0$ ,  $I_K = I_{K.MIN}$ ,  $U_H = U_{H.MIN} = I_{K.MIN} \cdot R_H$ , значення вихідного опору транзистора  $R_{KE}$  – максимальне. Для ідеального транзистора:  $I_K = 0$ ,  $R_{KE} = \infty$ ,  $U_{KE} = U_d$ ,  $U_H = 0$ ;

– **активний режим**, або режим підсилення (лінійна ділянка *a-b*). В разі збільшення  $U_B$  і, відповідно,  $I_B$  зростає струм навантаження  $I_K$ , значення  $R_{KE}$  та  $U_{KE}$  зменшуються: струм  $I_K$  пропорційний струму  $I_B$ , що відображено залежністю  $I_K = \beta \cdot I_B$ , де  $\beta$  - коефіцієнт підсилення струму;

– **режим насичення** – транзистор повністю відкритий (ділянка *в-с*). Він має місце, коли  $U_B > U_{БНАС}$  та  $I_B > I_{БНАС}$ . При цьому  $I_K = I_{K.MAX}$ ,  $U_H = U_{H.MAX}$ ,  $U_{KE} = U_{KE.MIN}$ ,  $R_{KE} = R_{K.MIN}$  (для ідеального транзистора  $I_K = U_d/R_K$ ,  $U_H = U_d$ ,  $U_{KE} = 0$ ,  $R_{KE} = 0$ ).

Отже, для вмикання транзистору – перемикання у режим насичення необхідно подати напругу  $U_{BX}$  за якої  $I_B > I_{БНАС}$ . Для вимкнення достатньо зняти вхідну напругу  $U_{BX} = 0$ . На практиці для виключення впливу завад у вимкненому стані використовують незначне негативне зміщення переходу Б-Е або подають  $U_{BX} < 0$ , звичайно у припустимих межах.

Основний недолік БТ – нездатність витримувати великі струмові перевантаження та небезпека виникнення вторинного пробоя – призводить до необхідності використовувати їх при робочій напрузі, що значно менша за паспортну, і вживати додаткові засоби для забезпечення захисту транзисторів від перевантаження. Крім того, під час використання транзистора в імпульсному режимі, особливо при підвищених частотах, значення струмів та напруги, що комутуються, повинні бути значно менше найбільш допустимих. Звичайно вони становлять 50...60 % від найбільш допустимих значень. У цілому зазначені заходи вживаються для забезпечення роботи БТ у так званій області безпечної роботи. Ця область визначається експериментально для конкретного типу транзистора з урахуванням конкретних умов його використання. На рисунку 1.14

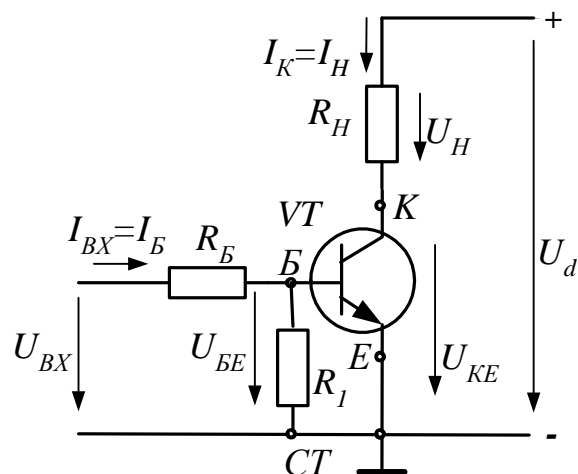


Рисунок 1.12 – Схема вмикання транзистора зі спільним емітером

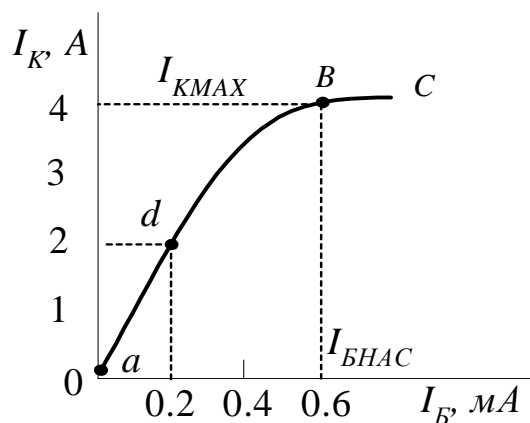


Рисунок 1.13 – Перехідна характеристика транзистора в схемі зі спільним емітером

наведена схема транзистора  $VT$  із колом, яке формує траєкторію перемикання (вхідні кола на рис.1.14 не показані). Конденсатор  $C$  затулює зростання напруги на транзисторі під час його вимикання, а дросель  $L$  обмежує швидкість зростання струму під час вмикання. Резистори  $R_1$  та  $R_2$  поглинають енергію, що

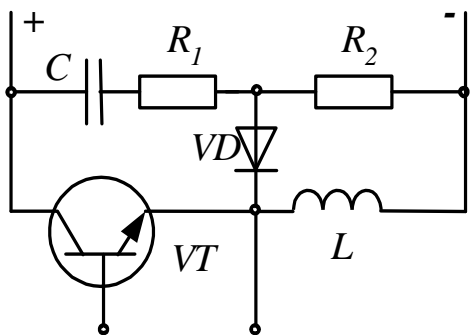


Рисунок 1.14 – Схема вмикання БТ

накопичилась у конденсаторі  $C$  та дроселі  $L$  при комутації. Діод  $VD$  відокремлює коло скидання енергії дроселя  $L$  від  $RC$ -кола. Зростання тривалості фронтів зростання напруги та струму під час вимикання та вмикання БТ призводить до зменшення миттєвих значень потужності, що виділяється під час комутації. Це досягається погіршенням частотних властивостей ключового елемента. Наявність  $RC$ -кола ускладнює ключовий елемент та призводить до виділення активної потужності в його активних елементах.

### Основні параметри для вибору транзисторів:

- **допустима потужність**  $P_{KMAX}$  – максимальна потужність, що розсіюється на колекторному переході (за відповідними умовами охолодження) за якої температура переходу не перевищує допустиму  $T_{MAX}$  (для германієвих  $T_{MAX}=80...100\text{ }^{\circ}C$ , для кремнієвих –  $T_{MAX}=150...200\text{ }^{\circ}C$ ;
- **допустима напруга**  $U_{KEMAX}$  – тривала максимальна напруга, за якої не стається електричного пробою колекторного переходу;
- **допустимий струм** колектора  $I_{KMAX}$  – максимальний постійний струм, що викликає допустиме нагрівання напівпровідника;
- **статичний коефіцієнт підсилення** (передавання) струму в схемі зі спільним емітером  $\beta$  (у довідниках позначається також символом  $h_{21E}$ );
- **максимальна допустима частота**  $f$ , за якою  $h_{21E}$  зменшується до 1 (транзистор втрачає властивості підсилювання під впливом шкідливих ємностей на цих частотах).

Діапазон значень параметрів вітчизняних біполярних транзисторів знаходиться в межах:  $P_{KMAX} = 0,01...350\text{ Вт}$ ;  $U_{KEMAX} = 5...1500\text{ В}$ ;  $I_{KMAX} = 0,01...100\text{ А}$ ;  $h_{21E} = 10...1000$ ;  $f = 0,1...8000\text{ МГц}$ .

**Польові транзистори.** Польові (уніполярні) транзистори (ПТ) це прилади, струм крізь які обумовлений пересуванням носіїв заряду тільки одного знаку та керується електричним полем. Умовні позначення ПТ наведені на рисунку 1.15. **Канал** – область ПТ, в якій регулюється струм ( $n$ -типу або  $p$ -типу). Область каналу, від якої починається пересування основних носіїв, називають **виток**ом **В** (*Source* – *S*), а область до якої вони пересуваються – **сток**ом **С** (*Drain* – *D*). Область, що керує, названо **затвор**ом **З** (*Gate* – *G*). Стрілка в позначенні **З** спрямована від шару  $p$  до  $n$  і дозволяє встановити тип приладу.

Розрізняють ПТ із керуючим  $p - n$  – переходом (мають три виводи **З**, **С**, **В**) і з ізольованим затвором та влаштованим або індукованим каналом (мають чотири виводи **З**, **С**, **В** і **П** – підложка).

**Прохідна (стоко-затворна)** характеристика ПТ із керуючим  $p$ - $n$ - переходом та каналом  $n$ -типу  $I_C = f(U_{3B})$  у схемі зі спільним витоком, що знята для фіксованої напруги  $U_{CB}$  наведена на рисунку 1.16 (характеристика – 1). З неї слідує, що змінюванням напруги керування у межах  $U_{ВІДС} < U_{3B} < 0$ , можна в широких межах регулювати струм у колі стоку  $I_C$ .

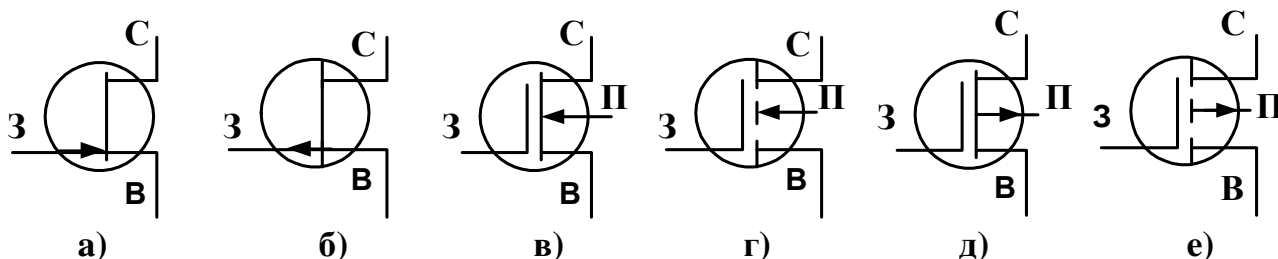


Рисунок 1.15 – Польові транзистори:

- а) із керуючим  $p$  -  $n$ -переходом та каналом  $n$ -типу;
- б) із керуючим  $p$  -  $n$ -переходом та каналом  $p$ -типу;
- в) із ізолюваним затвором та влаштованим каналом  $n$ -типу;
- г) із ізолюваним затвором та індуктованим каналом  $n$ -типу;
- д) із ізолюваним затвором та влаштованим каналом  $p$ -типу;
- е) із ізолюваним затвором та індуктованим каналом  $p$ -типу;

ПТ з ізолюваним затвором мають структуру метал – діелектрик – напівпровідник, скорочено МДН. На підкладці (П)  $p$ -типу створюються області  $n$ -типу, до яких підведені зовнішні електроди В і С. Між металевим затвором З та підкладкою знаходиться діелектрик, найчастіше діоксид кремнію  $\text{SiO}_2$ . З цієї причини МДН-структури частіше названо МОН-структурами (метал – оксид – напівпровідник) або MOSFET (*Metal – Oxid – Semiconductor – Field – Effect – Transistor*).

МДН транзистори мають чотири виводи. Провідний канал  $n$ -типу утворюється в поверхневому прошарку підкладки під діелектриком. Цей канал є влаштованим (при виготовленні транзистора) або індуктованим, що виникає під впливом електричного поля, яке створюється позитивною напругою між затвором та витоком.

Умовні позначення МДН транзисторів наведені на рисунку 1.15 (індуктований канал позначається пунктиром, стрілка спрямована від  $p$ -типу до  $n$ ).

На рисунку 1.16 наведена стоко-затворна характеристика МДН транзистора з влаштованим каналом  $n$ -типу – крива 2. Його вхідна напруга має додатний, або від’ємний знак.

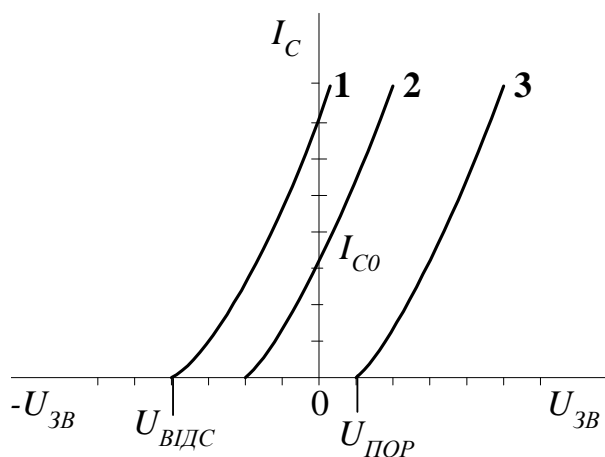


Рисунок 1.16 – Стоко-затворні характеристики ПТ у схемі зі спільним витоком

Крива 3 – характеристика МДН - транзистора з індуктованим каналом. Вона знаходиться в області позитивної входної напруги, оскільки індуктований канал утворюється тільки з деякою пороговою напругою  $U_{ПОР}$ .

Найбільше розповсюдження знаходять ПТ з ізолюваним затвором та індуктованим каналом. Вони нормально вимкнені і вмикаються якщо  $U_{ЗВ}$  перевищує значення  $U_{ПОР} = U_{DStH}$ , що становить 3,5÷6 В у разі обмеження  $U_{ЗВ} \leq 20$  В.

МДН-транзистори мають більший входний опір ( $R_{BX} > 10^9$  Ом), тому що затвор ізолюваний. Це дозволяє застосовувати малопотужні джерела входних сигналів. Проте варто враховувати ємність затвора відносно С та В, яка у потужних транзисторів достатньо велика. Отже, під час вмикання має місце процес заряджання цієї ємності, під час вимикання – розряджання. Унаслідок цього отримуємо певну затримку часу і значний струм затвора під час перемикавання (у сталому режимі цей струм близький до 0). Час затримки і значення струму задається опором резистора, що вмикається у коло затвору.

Найчастіше використовують активне запирання ПТ подаванням негативного імпульсу струму керування.

ПТ випускаються окремо, а також із влаштованим зворотним діодом.

### Основні параметри:

- $U_{DSS}$  – максимальна напруга сток-виток;
- $I_D$  – максимальний струм стоку;
- $P_d$  – потужність, що розсіюється;
- $R_{DSon}$  – опір каналу у відкритому стані;
- $U_{GSth}$  – порогова напруга вмикання;
- $t_{don}$  – час затримки на вмикання;
- $t_r$  – час зростання струму;
- $t_{doff}$  – час затримки на вимикання;
- $t_f$  – час спаду струму;
- $t_{rr}$  – час відновлення зворотного опору влаштованого діоду;
- $E_{on}, E_{off}$  – енергія перемикавання, відповідно, у відкритий стан та вимкнення.

Випускаються ПТ із  $U_{DSS} = 500 \div 1200$  В,  $I_D = 20 \div 70$  А,  $P_d = 280 \div 1040$  Вт,  $R_{DSon} = 0,045 \div 0,3$  Ом для використання за частоти 100÷300 кГц. При цьому  $(t_r + t_f) = 15 \div 50$  нс,  $t_{rr} = 250 \div 1000$  нс. Нижче наведені дані транзистора зі зворотним діодом у модульному виконанні SKM151A4R з каналом *n*-типу (рис. 1.17).

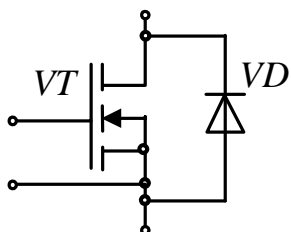


Рисунок 1.17 –  
Схема SKM151A4R

Максимальні значення:  $U_{DSS} = 500$  В,  $I_D = 70/50$  А ( $T_C = 25/80$  °C),  $I_{DM} = 280/200$  А ( $T_C = 25/80$  °C),  $U_{GS} = \pm 20$  В,  $P_d = 780$  Вт,  $T_j(T_{stg}) = -40 \dots +150$  °C (125 °C). Для діоду  $I_F = -I_D$ ,  $R_{thjc} = 0,16$  °C/Вт. Для транзистора  $U_{GSth} = 2 \div 4$  В,  $I_{GSS} = 10 \div 100$  нА ( $U_{GS} = 20$  В),  $R_{DSon} = (50 \div 70)$  мОм ( $U_{GS} = 10$  В,  $I_D = 50$  А), часові (за  $I_D = 30$  А,  $U_{GS} = 10$  В,  $R_G = 4,7$  Ом):  $t_{don} = 60$  нс,  $t_r = 100$  нс,  $t_{doff} = 500$  нс,  $t_f = 120$  нс. Параметри діоду  $U_{SD} = (1 \div 1,4)$  В (за  $I_F = 120$  А,  $U_{GS} = 0$  В),  $t_{rr} = 450$  нс,  $Q_{rr} = 36$  мкК.

### Біполярні транзистори з ізолюваним затвором.

Розвиток технології виробництва напівпровідникових приладів призвів до створення біполярних транзисторів з ізолюваним затвором (БТІЗ) або IGBT

(*insulate gate bipolar transistor*). Структура таких транзисторів достатньо складна. Умовне позначення наведено на рисунку 1.5, з. IGBT – транзистори втілюють у собі переваги польових (мала потужність керування) і біполярних транзисторів (малі втрати потужності). Ці транзистори характеризуються високою швидкістю, мають високі показники в ключовому режимі. До недоліків IGBT відносять більш високе падіння напруги на відкритих транзисторах в порівнянні з тиристорами різного виконання. Проте це компенсується високою стійкістю до коротких замикань, меншими комутаційними втратами енергії, меншим часом перемикавання, більш простими снаберними колами. У разі виконання монтажу з малими індуктивностями зв'язків снаберні кола можуть бути відсутні.

У цілому IGBT транзисторам притаманні переваги порівняно з іншими напівпровідниковими приладами на високій напрузі (вище 300 В), великих струмах і з середньою швидкістю близько декількох десятків кГц. Виготовляються окремо, а також із влаштованим зустрічноувімкненим зворотнім діодом.

Виготовляються IGBT на напругу 600÷3500 В, струм до 70 А з робочою частотою 50÷150 кГц. Вони є основними елементами для перемикавання струмів на десятки і сотні ампер. У наш час поширені IGBT в модульному виконанні. Виготовляються модулі на струм до 2400 А та напругу до 6500 В.

Для прикладу розглянемо параметри IGBT модулю типу SKM 400GB176D, що містить у собі плече мосту. Зовнішній вигляд подано на рисунку 1.18. Паспортні дані у таблицях 1.2 – 1.5.

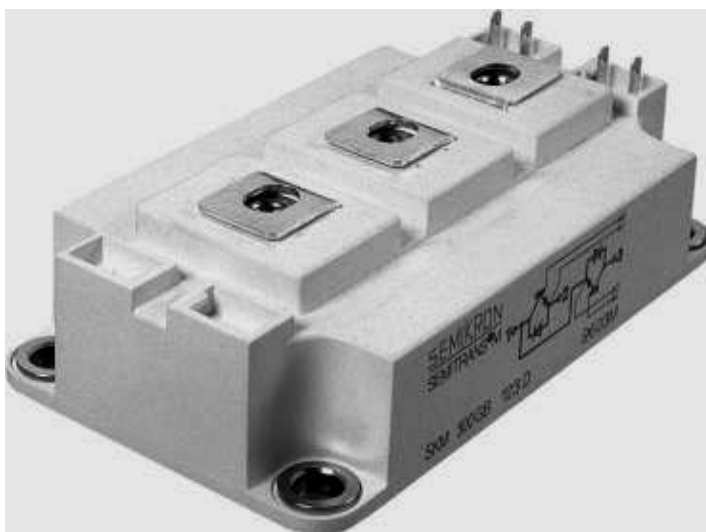


Рисунок 1.18 – Зовнішній вигляд IGBT модулю типу SKM

Таблиця 1.2 – Граничні параметри транзистора

Параметр	Позначення	Умови	Значення
Напруга К-Е, В	$U_{CES}$		1700
Струм колектора К, А	$I_C$	$T=25(80)^\circ\text{C}$	490(350)
Максимальний струм К, А	$I_{CRM}$	$T=25(80)^\circ\text{C}, t_H=1\text{мс}$	980(700)
Напруга затвор-емітер, В	$U_{GES}$		$\pm 20$
Температура зберігання, $^\circ\text{C}$	$T_{VJ}, (T_{stg})$	Температура функціонування $\leq T_{stg}$	-40....+125

Таблиця 1.3 – Граничні параметри діода

Параметр	Позначення	Умови	Значення
Струм, А	$I_F = -I_C$	$T=25(80)^\circ\text{C}$	420(280)
Максимальний струм, А	$I_{FRM}$	$T=25(80)^\circ\text{C}, t_H=1\text{ мс}$	980(700)
Напруга затвор-емітер, В	$U_{GES}$		$\pm 20$

Таблиця 1.4 – Параметри транзистора

Параметр	Позначення	Умови	Значення	
			типове	макс.
Порогова напруга К-Е, В	$U_{CE(TO)}$	$T=25(125)^\circ\text{C}$	1(0,9)	1,2(1,1)
Диференційний опір, мОм	$R_{CE}$	$T=25(125)^\circ\text{C}$	3,3(5,2)	4,2(6)
Напруга насичення, В	$U_{CE(sat)}$	$I_C=300\text{ А}, U_{GE}=15\text{ В}$	2(2,45)	2,45(2,9)
Затримка вмикання, нс	$t_{d(on)}$	$I_C=300\text{ А},$ $U_{CC}=1200\text{ В},$ $R_G=4\text{ Ом}, T=125^\circ\text{C},$ $U_{GE}=\pm 15\text{ В}$	330	
Час зростання, нс	$t_r$		55	
Затримка вимикання, нс	$t_{d(off)}$		880	
Час спадання, нс	$t_f$		145	
Енергія вмикання (вимикання), мДж	$E_{on}(E_{off})$		170(118)	

Таблиця 1.5 – Параметри зворотного діода

Параметр	Позна- чення	Умови	Значення	
			типове	макс.
Порогова напруга, В	$U_{F(TO)}$	$T=25(125)^\circ\text{C}$	1,2(1,8)	1,9(2)
Диференційний опір, мОм	$R_T$	$T=25(125)^\circ\text{C}$	1,7(3)	1,7(3)
Напруга насичення, В	$U_F$	$I_F=300\text{ А}, T=125^\circ\text{C}$	1,7(1,8)	1,9(2)
Амплітуда струму, А	$I_{RRM}$	$I_F=300\text{ А}, T=125^\circ\text{C}$	330	418
Заряд, мкК	$Q_{rr}$	$di/dt=5800\text{ А/мкс}$	55	117
Енергія вмикання (вимикання), мДж	$E_{rr}$	$U_{GE}=0\text{ В}$	170(118)	178

Вибір модулю залежить від його використання. Стосовно схеми інвертора даний модуль може бути використаний при напрузі у ланці постійного струму  $U_{dc} = U_{CC} \leq 1200\text{ В}$ .

### 1.2.3 Тиристори

**Тиристори** (від грецької *thura* – двері, вхід і резистор) – перемикальні прилади з трьома і більше *p-n*-переходами, головним застосуванням яких є безконтактна комутація електричних кіл.

**Триелектродний тиристор** (*SCR – silicon controlled rectifier*) складається з чотирьох областей кристала напівпровідника *p-n-p-n* (рис. 1.19, а), що чергуються та з трьома *p-n*-переходами. Має три виводи: потужні **анод** (А), **катод** (К), і малопотужний **керувальний електрод** (КЕ). Його позначення на схемах показано на рис. 1.5, г та рис. 1.21, б, літерне позначення *VS* (вентиль, що вмикає, від англійського слова *switching* - вмикання).

З прямим вмиканням тиристора *p-n*-переходи П1 і П3 зсунені в прямому напрямку (відкриті), а П2 – у зворотному – тиристор закрито. Тому, початкова ділянка вольт-амперної характеристики ОА (рис. 1.19, б) аналогічна зворотній



гілці вольт-амперної характеристики діода ( $I_{ПР}$  – малий). Із збільшенням напруги  $U_{ПР}$  до напруги перемикання  $U_{ПЕР}$  відбувається оборотний пробій переходу П2 – струм крізь тиристор збільшується стрибком. Тиристор перемикається у відкритий стан (ділянка характеристики БВ на рис. 1.19, б). Його опір знижується практично до 0, а прямий струм визначається опором навантаження:  $I_{ПР} = U_{ПР} / R_H$ . Значення  $U_{ПЕР}$  можна зменшити, якщо подавати на КЕ струм керування  $I_K$  від джерела  $E_K$ . Так, з  $I_{KI} > 0$  напруга перемикання знижується до  $U_{ПЕР1}$ . За певним значенням струму (струм відкривання)  $I_{K,ВІД}$  стається спрямовування вольт-амперної характеристики, тобто тиристор вмикається незалежно від значення прикладеної до нього напруги  $U_{ПР}$ . Після вмикання тиристора струм  $I_K$  не впливає на прямий струм  $I_{ПР}$ , тобто  $I_K$  може бути короткочасним імпульсом.

Тиристор залишається у ввімкненому стані, доки його струм не стає меншим за струм утримання  $I_{УТ}$ , що є достатньо малим (мА). З цього випливає, що вимкнути тиристор можна лише вимкнувши джерело ( $U_{ПР} = 0$ ) або змінивши його полярність на зворотну (що має місце у колах змінного струму). При цьому  $I_{ПР}$  знижується до 0, встановлюється високий опір переходу П2 і через деякий час (відновлення закриваючих властивостей)  $t_{ВІД} = 10 \dots 100$  мкс тиристор знову готовий до роботи.

При зворотному вмиканні тиристора закриті переходи П1 і П3, зворотна гілка вольт-амперної характеристики подібна аналогічній гілці діода, тобто тиристор не пропускає струм у зворотному напрямку.

Тиристор – це **напівкерований перемикальний пристрій**. Із вмиканням його в коло з ЕРС  $E_{ДЖ} < U_{ПЕР}$  коло вимкнено власним зворотнім опором тиристора  $R_{ЗВ}$ . Якщо подати на тиристор струм керування  $I_K \geq I_{K,ВІД}$ , тиристор вмикається, його опір знижується до значення прямого опору  $R_{ПР}$  (близько до 0), коло джерела  $E_{ДЖ}$  є замкненим, причому безконтактним способом (контакту у колі струму  $I_{ПР}$  немає) у повній відповідності з назвою приладу «резистор-двері» (для струму).

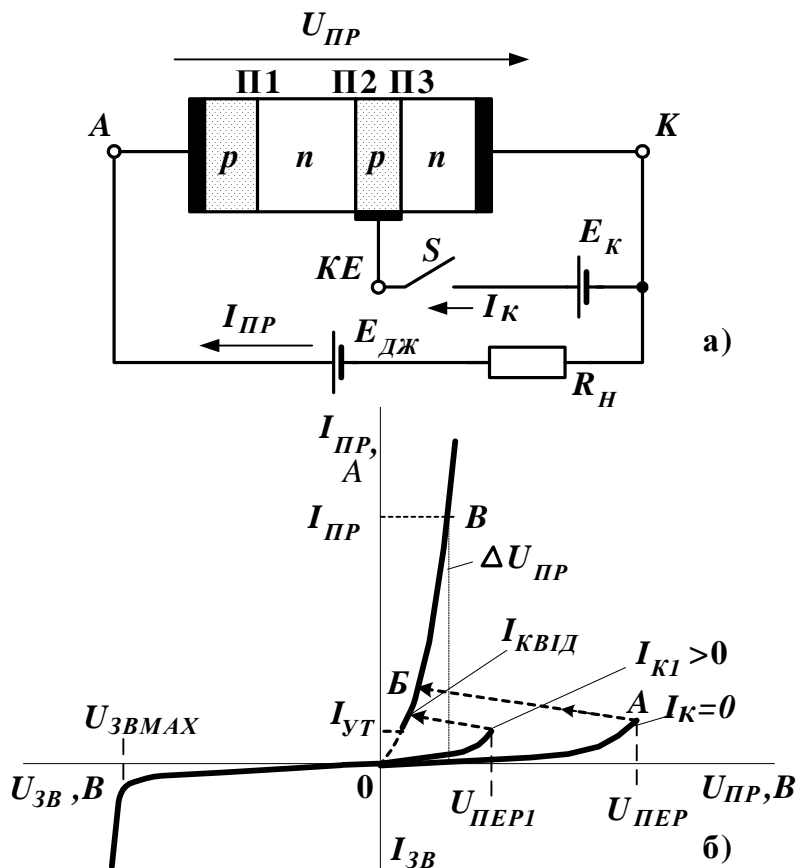


Рисунок 1.19 – Тиристор:  
а) структура і схема вмикання;  
б) вольт-амперна характеристика

Зовнішній вигляд і конструкція тиристорів (рис. 1.20) аналогічні розглянутим вище діодам (рис. 1.8). Різниця – в наявності додаткового малопотужного виводу - КЕ. До переваг SCR тиристорів можна віднести низькі втрати енергії провідності, високу перевантажувальну здатність і надійність. Вони можуть з'єднуватися як паралельно, так і послідовно.



Рисунок 1.20 - Зовнішній вигляд тиристорів

### Основні електричні параметри тиристорів:

- максимально допустима зворотна напруга  $U_{RRM}$ , що повторюється або пряма напруга  $U_{DRM}$  у закритому стані;
- максимально допустимий середній випрямлений/діючий (серед-

ньоквадратичний) струм  $I_{T(AV)}/I_{T(RMS)}$ ;

- максимально допустимий імпульсний струм  $I_{TSM}$  - для імпульсів, що повторюються або одиничних (за час 10 мс);
- максимальний струм утримання у ввімкненому стані  $I_H$ ;
- пряме падіння напруги на ввімкненому тиристорі  $U_{TM}$ ;
- максимально допустима (критична) швидкість наростання струму  $di_T/dt$  у відкритому стані;
- максимально допустима (критична) швидкість зростання напруги  $du_D/dt$  в закритому стані.

Для кола керування задаються: максимальна напруга керування  $U_{GM}$ ; максимальний струм керування  $I_{GM}$ .

Параметри швидкодії: час затримки вмикання  $t_d$ , час вимикання  $t_q$ .

Забезпечення надійної роботи тиристорів у екстремальних режимах вимагає, як і для швидкодіючих діодів, урахування граничної величини захисного показника  $I^2t$  (А<sup>2</sup>с). Обов'язково застосування спеціальних захисних кіл для обмеження швидкості наростання струму  $di_T/dt$  і напруги  $du_T/dt$ . Індуктивний елемент – реактор (дросель) для обмеження  $di_T/dt$  під час увімкнення тиристора встановлюється послідовно з приладом (в анодному колі). Ланцюги типу RC-демпфер або частіше RCD-снаббер, що призначені для обмеження  $du_T/dt$ , підключаються паралельно (виводи А-К). Паралельно цим виводам іноді включається швидкодіючий блокувальний діод, а також може встановлюватися варистор для обмеження можливих імпульсних високочастотних перенапружень.

**Параметрами, що визначають вибір тиристорів**, як і діодів, є допустимий прямий струм  $I_{пр. ср. max}$  ( $I_{T(AV)}$ ) і зворотна напруга  $U_{зв. max}$  ( $U_{RRM}$ ), які для вітчизняних тиристорів складають  $I_{пр, ср max} = 1...1000$  А,  $U_{зв max} = 50...4000$  В. Параметри кола керування:  $I_{КВД} = 0,1...1$  А з  $U_K = 2...10$  В. Таким чином, тиристори дозволяють завдяки малій потужності керування (до 10 Вт) управляти перемиканням дуже потужних кіл (у межах до  $1000 \cdot 4000 = 4 \cdot 10^6$  Вт).

**Приклад умовного позначення SCR тиристорів:** Т171-320-10-6, де Т – тиристор; 171 – конструктивне виконання; струм – 320 А; напруга –

$10 \cdot 100 = 1000$  В; критична швидкість зростання напруги в закритому стані – 500 В/мкс (6-та група).  $U_{RRM} = 1000$  В,  $I_{T(AV)} = 320$  А,  $I_{TSM} = 7$  кА (за час 10 мс),  $I_H = 250$  мА,  $U_{TM} = 1,6$  В,  $di_T/dt = 80$  А/мкс,  $du_D/dt = 500$  В/мкс,  $U_{GM} = 3,5$  В,  $I_{GM} = 200$  мА,  $t_d = 5$  мкс,  $t_q = 250$  мкс.

Більше досконало ці питання розглянуто в [7, 9, 12].

**Діністори** (рис. 1.21, б). Відрізняються від розглянутих тиристорів відсутністю керувального електрода. Застосовуються для перемикачів кіл із досягненням напруги  $U_{ПЕР}$ .

**Симетричний тиристор – симистор** (рис. 1.21, в) також названий подвійним тиристором або **TRIAC**, може керувати струмом обох напрямків і містить у собі поєднані в одному кристалі дві зустрічові тиристорні структури. Він однаково працює з різними полярностями прикладеної напруги.

**Тиристори, що вимикаються за керувальним електродом (GTO)** (рис. 1.21, г) – можна вимикати подаванням негативних імпульсів струму за колом керування.

Названо скорочено **GTO** (**GATE-TURN-OFF**). Конструктивно відрізняються більш великою площиною керувального електрода. Процес вмикання аналогічний вмиканню звичайного тиристора, вимикання здійснюється подаванням негативного імпульсу керування.

Їхня особливість – малий коефіцієнт підсилення під час вимикання. Амплітуда імпульсу струму керування для вимикання становить 25...30 % від прямого струму, а тривалість 10...20 мкс. Так, найменший імпульсний струм керування  $I_{К.ВИМ}$ , необхідний для вимикання тиристора зі струмом  $I_{ПР} = 200$  А становить  $I_{К.ВИМ} = 70$  А, у той час, як струм керування, що відкриває  $I_{К.ВІД} = 1$  А.

Для вмикання і вимикання GTO використовують два джерела напруги керування  $E_1$  (вмикання) та  $E_2$  (вимкнення) на рисунку 1.22. Під час вимикання необхідно забезпечити оптимальну (за часом вимикання та комутаційними втратами енергії) швидкість зростання струму керування. Це може бути досягнуто введенням відповідного значення індуктивності в коло керування по вимиканню. Схема керування GTO повинна забезпечувати потужні імпульси струмів вмикання і вимикання, тривалий струм керування за

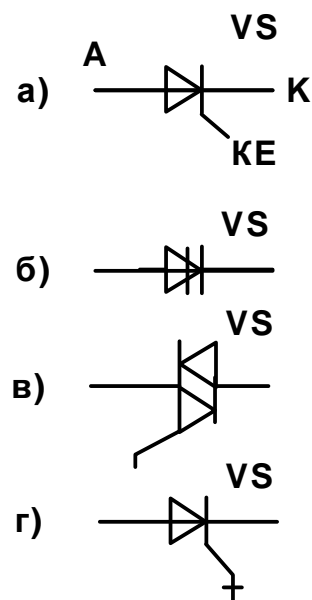


Рисунок 1.21 – Умовні позначення тиристорів: а) триністор; б) диністор; в) симистор; г) тиристор, що вимикається за колом керування

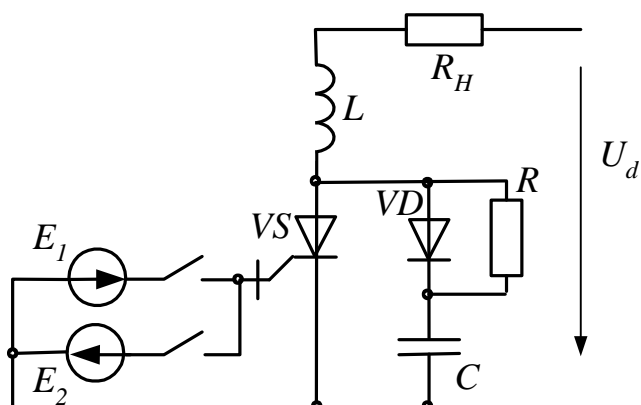


Рисунок 1.22 – Схема вмикання GTO

малих навантажень тиристора, тривалу від'ємну запиральну напругу для надійного вимикання тиристора.

Типова частота перемикавання – від 50(60) Гц до 200÷300 Гц для класичного GTO. Прилади GTO є порівняно повільними ключами. Середній час переходу від увімкненого до вимкненого стану і назад складає від 10 до 30 мкс.

Варто зазначити, що GTO більш критичні до швидкості зростання прямої напруги, ніж SCR тиристори, і тому рекомендується паралельно GTO підключати коло, яке складається з конденсатора  $C$  (снаберний), резистора  $R$  та діода  $VD$ , а для обмеження значення анодного струму при вмиканні послідовно з тиристором ввімкнути дросель насичення  $L$  (рис. 1.22).

Останнім часом з'явився новий клас приладів – тиристор, що комутується за затвором (GCT – Gate Commutated Thyristor). GCT розроблявся як прилад, що позбавлений недоліків, характерних для GTO. Зокрема, тиристор є нечутливим до ефекту  $du_T/dt$  і не потребує снаберного кола.

Наступним значним досягненням стало створення тиристора з інтегрованим пристроєм керування (драйвером) — Integrated Gate-Commutated Thyristor (IGCT). Як і GCT, IGCT не потребує ніяких захисних кіл від перевищення  $du/dt$ . Потужність керування в середньому складає 20÷50 Вт і знижена приблизно в п'ять разів порівняно зі стандартними GTO. Для максимальної завадостійкості і компактності пристрій управління (ПУ) конструктивно оточує IGCT (рис. 1.23). Він містить тільки ту частину схеми, яка необхідна для керування безпосередньо IGCT. Тиристор IGCT з його інтегрованим ПУ має модульну конструкцію і з'єднується з джерелом керуючого сигналу через оптоволоконну лінію. При роботі IGCT без снабера зворотний діод теж повинен працювати без снабера.

Середня частота перемикавання IGCT складає 500 Гц. Малі втрати енергії перемикавання дозволяють тиристорам цього типу з напругою 6,5 кВ працювати на частотах до 600 Гц, а приладам на напругу 4,5 кВ – на частоті 1 кГц в безперервному режимі і короткочасно – на частотах до 40 кГц.

Параметри IGCT фірми ABB [38]:  $U_{DRM}=4500; 6000$  В;  $I_{TGQM}=3000; 4000$  А. Так, IGCT типу 55HY35L4510 має параметри:  $U_{DRM}=4500$  В,  $I_{GQM}=4000$  А,  $I_{TSM}=32000$  А (10 мс,  $T=125^{\circ}\text{C}$ ), порогова напруга вмикання  $U_{T0}=1,4$  В,  $f<1$  кГц.

Модифікацією IGCT є RC IGCT (Reverse Conducting Integrated Gate-Commutated Thyristor) тиристори зі зворотною провідністю, що мають влаштований зворотний діод. Розраховані на використання без снаберних кіл. Фірма ABB випускає RC IGCT двох класів за напругою  $U_{DRM}=5500$  В ( $U_{DC}=3300$  В) і  $U_{DRM}=4500$  В ( $U_{DC}=2800$  В). Розраховані на використання з частотою перемикань до 1 кГц. Для прикладу в таблиці 1.6 приведені каталожні дані RC IGCT типу 5SHX 06F6010, їх зовнішній вигляд подано на рисунку 1.23.

Граничні параметри 5SHX 06F6010:  $U_{DRM}=5500$  В – максимальна амплітуда напруги, що повторюється,  $I_{TGQM}=520$  А – максимальний струм, що вимикається,  $I_{TSM}=3,5$  кА – максимальна амплітуда струму у відкритому стані,  $U_{DC-link}=3300$  В – максимальна напруга постійного струму.

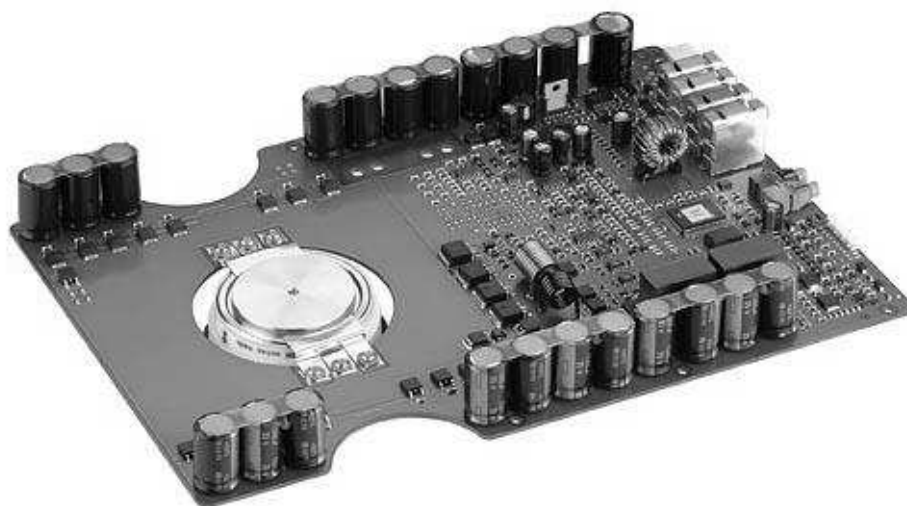


Рисунок 1.23 – Зовнішній вигляд RC IGCT

Таблиця 1.6 – Дані тиристора 5SHX 06F6010

Дані тиристора GCT у відкритому стані			
Параметр	Позначення	Умови	Значення
Максимальне середнє значення струму , А	$I_{T(AV)M}$	Для напівхвилі синусоїди при T=85 °C	210
Максимальне діюче значення струму, А	$I_{T(RMS)}$		340
Максимальна амплітуда струму, що не повторюється, кА	$I_{TSM}$	$t_H=10$ мс, $T_j=115$ °C	3.5
Інтегральне перенавантаження, А²с	$I^2t$		$61,3 \cdot 10^3$
Максимальна амплітуда струму, що не повторюється, кА	$I_{TSM}$	$t_H=1$ мс, $T_j=115$ °C	8
Інтегральне перенавантаження, А²с	$I^2t$		$32 \cdot 10^3$
Максимальне значення падіння напруги, В	$U_T$	$I_T = 520$ А, $T_j=115$ °C	3,5
Порогова напруга, В	$U_{(T0)}$	$T_j=115$ °C $I_T=100...1000$ А	2,3
Диференційний опір, мОм	$R_T$		2,3
Дані тиристора GCT у процесі вмикання			
Параметр	Позначення	Умови	Значення
Критична швидкість зростання струму, А/мкс	$di_T/dt_{KP}$	$f=500$ Гц, $T_j=115$ °C, $I_T=520$ А, $U_D=3300$ В	190
Затримка вмикання, мкс	$t_{don}$	$U_D=3300$ В, $T_j=115$ °C, $I_T=520$ А, $di/dt=U_D/L_i$ , $L_i=17,5$ мГн, $C_{CL}=0,5$ мкФ, $L_{CL}=1$ мкГн	3
Час зростання, мкс	$t_H$		1
Енергія вмикання на один імпульс, Дж	$E_{on}$		0,3
Дані тиристора GCT у процесі вимкнення			
Параметр	Позначення	Умови	Значення
Максимальний струм, що вимикається, А	$I_{TGQM}$	$U_{DM} \leq U_{DRM}$ , $T_j=115$ °C, $U_D=3300$ В, $R_S=3,5$ Ом, $C_{CL}=0,5$ мкФ, $L_{CL} \leq 1$ мкГн	520
Максимальний струм, що вимикається, А	$I_{TGQM}$	$U_{DM} \leq U_{DRM}$ , $T_j=115$ °C, $U_D=3900$ В, $R_S=3,5$ Ом, $C_{CL}=0,5$ мкФ, $L_{CL} \leq 1$ мкГн	260
Затримка вимкнення, мкс	$t_{doff}$	$U_{DM} \leq U_{DRM}$ , $T_j=115$ °C, $U_D=3300$ В,	6

Енергія вимкнення на один імпульс, Дж	$E_{off}$	$I_{TGQ}=520$ А, $R_S=3,5$ Ом, $L_i=17,5$ мкГн $C_{CL}=0,5$ мкФ, $L_{CL}=1$ мкГн	3	
Дані діода у відкритому стані				
Параметр	Позначення	Умови	Значення	
Максимальне середнє значення струму , А	$I_{F(AV)M}$	Для напівхвилі синусоїди при T=85 °С	110	
Максимальне діюче значення струму, А	$I_{F(RMS)}$		180	
Максимальна амплітуда струму, що не повторюється, кА	$I_{FSM}$	$t_{IF}=10$ мс, $T_j=115$ °С	2,5	
Інтегральне перенавантаження, А <sup>2</sup> с	$I^2t$		31,25·10 <sup>3</sup>	
Максимальна амплітуда струму, що не повторюється, кА	$I_{FSM}$	$t_{IF}=1$ мс, $T_j=115$ °С	8	
Інтегральне перенавантаження, А <sup>2</sup> с	$I^2t$		32·10 <sup>3</sup>	
Максимальне значення падіння напруги, В	$U_F$	$I_T = 520$ А, $T_j=115$ °С	6,3	
Порогова напруга, В	$U_{(T0)}$	$T_j=115$ °С $I_T=100...1000$ А	3,3	
Диференційний опір, мОм	$R_F$		5,8	
Дані діода у процесі вмикання				
Параметр	Позначення	Умови	Значення	
Амплітуда прямої напруги відновлення, В	$U_{FRM}$	$dI_F/dt=300$ А/мкс, $T_{vj}=115$ °С	80	
		$dI_F/dt=1400$ А/мкс, $T_{vj}=115$ °С	250	
Дані діода у процесі вимкнення				
Параметр	Позначення	Умови	Значення	
Максимальна швидкість зменшення струму, А/мс	$di/dt_{KP}$	$I_{FM} = 520$ А, $T_{vj} = 115$ °С $U_{DCLink} = 3900$ В	190	
Струм зворотного оновлення, А	$I_{RM}$	$I_{FM}=520$ А, $U_{DC-Lin}=3300$ В, $-dI_F/dt = 190$ А/мкс, $L_{CL}=1$ мкГн, $C_{CL}=0,5$ мкФ, $R_S=3,5$ Ом, $T_{vj} = 115$ °С, $D_{CL}=5SDF\ 02D6004$	320	
Енергія вимкнення, Дж	$E_{rr}$		1,3	
Параметри кола затвору				
Параметр	Позначення	Умови	Значення	
Напруга на затворі, В	$U_{GIN,RMS}$	Амплітуда змінної напруги прямокутної форми (15кГц - 100кГц) або постійна напруга	мін.	макс.
			28	40
Мінімальний вхідний струм вмикання, А	$I_{GIN\ Min}$		1,1	
Потужність, що споживається, Вт	$P_{GIN}$			80
Максимальне середнє значення вхідного струму, А	$I_{GIN\ Max}$			7

На ринку також є IGCT (фірма ABB) та прилади типу SGCT (Symmetrical GCT) з однобічною провідністю, що блокують зворотну напругу (для використання в автономних інверторах струму). Основні характеристики IGCT типу 5SHZ 08F6000:  $U_{DRM} = 6000$  В,  $U_{RRM} = 6500$  В,  $U_{AC} = 3600$  В,  $I_{TGQM} = 290$  А,  $U_{TO} = 3,25$  В,  $R_T = 3,8$  Ом,  $I_{RR} = 750$  А.

### 1.2.4 Силові напівпровідникові модулі

У наш час найбільшого поширення набули так звані модулі, що являють собою сполучення поєднаних в одному корпусі декількох силових напівпровідникових приладів. Металева пластина – основа модулю, ізолювана від струмопровідних частин і призначена для тепловідведення на зовнішній охолоджувач. Останній може бути спільним для декількох модулів, що значно спрощує конструкцію пристрою. Сам модуль герметизований у пластмасовому корпусі, що виконаний на металевій пластині і має виводи для підключення до зовнішніх електричних кіл. Виготовляються модулі з різним сполученням діодів, тиристорів і транзисторів, навіть із реалізацією силової схеми трифазного випрямляча і автономного інвертора на IGBT за трифазною мостовою схемою. На рисунку 1.24 наведено зовнішній вигляд силового модулю типу SKiM180GD176D [46] за трифазною мостовою схемою на IGBT на напругу  $U_{CES} = 1700$  В,  $I_C = 180(130)$  А за температури  $T = 25(70)$  °С.

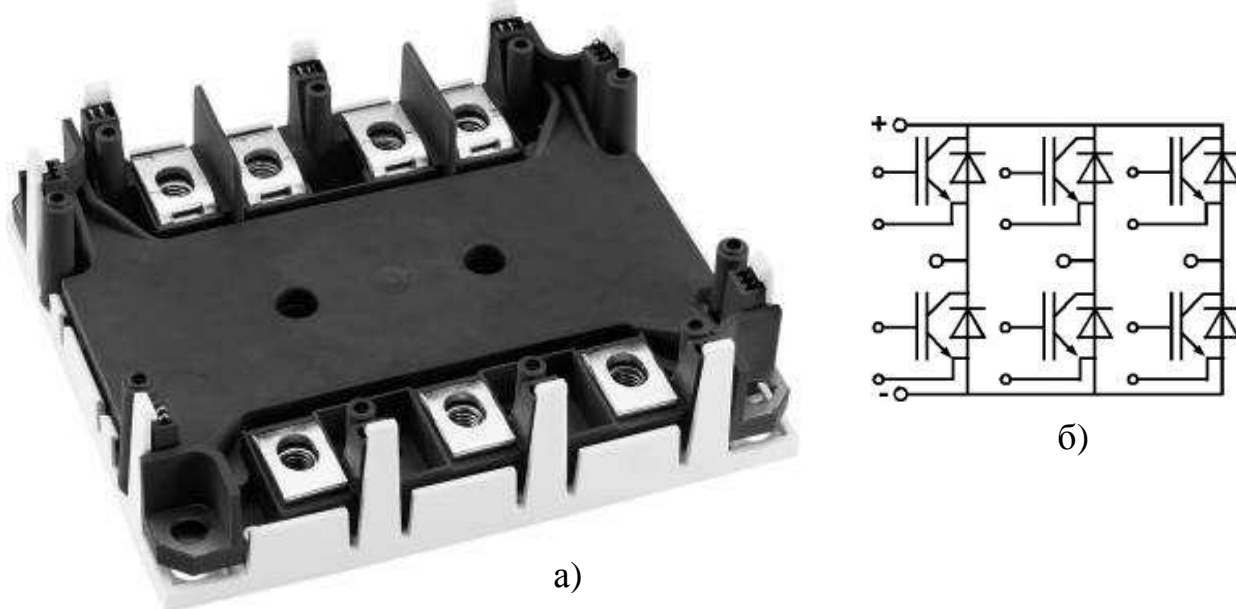


Рисунок 1.24 – Зовнішній вигляд (а) і схема (б) силового модулю типу SKiM180GD176D

Останнім часом перспективним напрямком є використання **силових інтелектуальних модулів** (Smart Power Integrated Circuit / Intelligent Power Modules – IPM). Вони поряд з силовою схемою мають влаштований захист від перевантажень за струмом і температурою, забезпечують функцію захисту від перенапруги, мають властивість продовж тривалого часу стежити за процесами короткого перемикання в схемі, обмежувати темп зростання температури і напруги. Вхідні кола, як правило, ізолювані від силових. Їх технологія будується на монолітній інтеграції силових та слабкострумових структур. Функціонально інтегральні модулі є зв'язувальною ланкою між логічною схемою зовнішнього керування та споживачем. Інтелектуальні модулі є ідеальними для забезпечення вимог щодо об'єднання функцій керування та захисту в одному приладі.

### 1.2.5 Втрати енергії в напівпровідникових ключах

Втрати енергії в ключах обумовлені падінням напруги на них під час протікання прямого струму і включають втрати енергії провідності (у відкритому стані) і перемикання (при перемиканні з відкритого стану, в закритий, коли прилад працює в активному режимі і його опір змінюється від мінімального значення, до максимального і навпаки).

В загальному випадку потужність втрат провідності  $P = \int_0^T u_{IP} i_{IP} dt$  ( $T$  – період,  $u_{IP}$ ,  $i_{IP}$  – пряме падіння напруги і прямий струм ключа). Існуючі методики розрахунку базуються на апроксимації вихідних характеристик ключів (рис. 1.25). При лінійній апроксимації пряме падіння напруги  $U_F = U_{TO} + I R_D$ , де  $U_{TO}$  – порогова напруга,  $R_D$  – диференційний опір. Якщо значення  $U_{TO}$  і  $R_D$  не задані, їх можна розрахувати за вихідною характеристикою ( $R_D = dU / dI$ ).

Потужність втрат енергії провідності діода, тиристора, IGCT

$$P_{VDCOND} = U_{TO} I_{VDCP} + I_{VD}^2 R_D, \quad (1.1)$$

де  $I_{VDCP}$ ,  $I_{VD}$  – відповідно середнє і діюче значення прямого струму. Аналогічно визначається потужність втрат енергії провідності IGBT

$$P_{VTCOND} = U_{CE(TO)} I_{VTCP} + I_{VT}^2 R_{CE}, \quad (1.2)$$

де  $U_{CE(TO)}$  – порогова напруга колектор-емітер.

Таким чином, розрахунок втрат енергії передбачає визначення діючого і середнього значень струмів ключів.

Процес вимикання (*off*) транзистора надано на рисунку 1.26, де показана залежність миттєвої потужності  $p$ , аналогічний характер пікового збільшення потужності має місце і в процесі вмикання (*on*). Енергія комутаційних втрат  $E_{on}$  і  $E_{off}$  визначається площею перекриття кривих струму і напруги під час перемикання транзистора. Значення  $E_{on}$  і  $E_{off}$  задаються в каталогах за певних (стандартних) значень струму і напруги  $I_K = I_{CT}$ ,  $U_{KE} = U_{CT}$  або у вигляді залежності  $E_{on} = f(I_K)$ ,  $E_{off} = f(I_K)$  при  $U_{KE} = U_{CT}$  і певному опорі резистора у колі затвора  $R_G$ . Перерахунок енергії комутаційних втрат до фактичних значень струму  $I$  і напруги  $U$  здійснюється відповідно до виразу

$$E_{SW} = E_{SW} \cdot \left( \frac{I}{I_{CT}} \right)^{K_I} \left( \frac{U}{U_{CT}} \right)^{K_V}, \quad (1.3)$$

де  $K_I$ ,  $K_V$  – коефіцієнти апроксимації, що визначають залежність втрат енергії ( $E_{SW}$ ) за фактичних значень струму і напруги (для IGBT класу 1,2 кВ значення  $K_V=1,4$ ,  $K_I=1$ , для IGBT класу 1,7 кВ і вище  $K_V=1,35$ ,  $K_I=1$ ; для діода  $K_I=K_V=0,6$ , для RC IGCT  $K_I=K_V=1$ ).



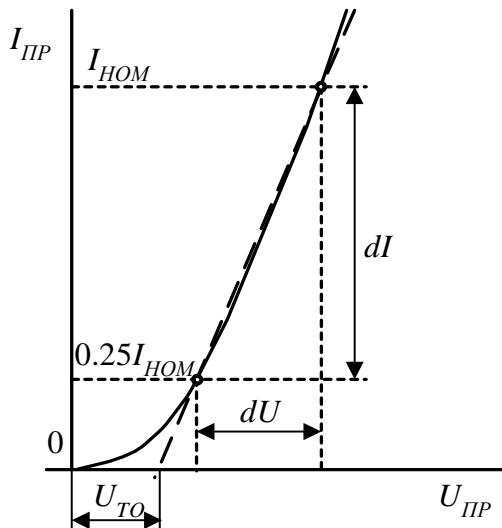


Рисунок 1.25 – Прямая гілка характеристики діода

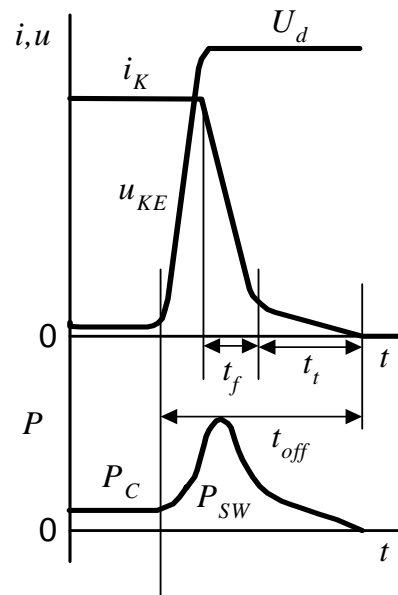


Рисунок 1.26 – Процес вимикання транзистора

Потужність втрат енергії перемикання визначається добутком енергії на частоту перемикань  $f_{sw}$ . Так, для інвертора напруги з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ)

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{tot} \cdot \left( \frac{I_{CP}}{I_{CT}} \right)^{K_I} \left( \frac{U}{U_{CT}} \right)^{K_V}, \quad (1.4)$$

де  $E_{tot} = E_{on} + E_{off}$  – загальна енергія втрат при перемиканні ключа,  $I_{CP}$  – середнє значення напівхвилі струму  $I_{CP} = \frac{I_m}{\pi}$  ( $I_m$  – амплітуда вихідного струму інвертора),  $U$  – напруга джерела постійного струму.

Стосовно IGBT і IGCT перерахунок енергії перемикання до стандартних значень струму здійснюється введенням співмножника  $\left( \frac{I}{I_{CT}} \right)^1$ , для діодів показник ступеня дорівнює 0,6. За достатньо високої частоти модуляції правомочний перехід від суми до середнього значення  $\sum \left( \frac{I_i}{I_{CT}} \right)^1 \left( \frac{U}{U_{CT}} \right)^{1,4} = \left( \frac{I_{CP}}{I_{CT}} \right)^1 \left( \frac{U}{U_{CT}} \right)^{1,4}$  ( $I_i$  – миттєве значення струму в момент перемикання). Стосовно діодів такий підхід некоректний і, як показали результати дослідження, призводить до заниження втрат.

Загальне значення потужності втрат у ключах визначається як сума  $P = P_{sw} + P_{COND}$ .

Приклад вибору ключів і розрахунку потужності втрат у них для трирівневого інвертору напруги наведений у п. 4.3.3.1 (приклад 4.7), а також для однофазного мостового інвертора у схемі каскадного багаторівневого інвертора – п.4.3.5 (приклад 4.9).

### 1.3 Пасивні елементи в силових колах перетворювачів

Поряд із активними елементами, що розглянуті вище, у перетворювальних пристроях широко застосовуються і пасивні елементи [18]: резистори, конденсатори, дроселі (реактори), трансформатори. У системах керування для вимірювання напруги і струму використовуються відповідні датчики.

**Стандартні постійні резистори** найчастіше виготовляються з резистивних матеріалів або методом нанесення провідних плівок, або з дроту з великим питомим опором, або з листового матеріалу (наприклад, для вимірювальних шунтів).

Постійні і змінні резистори широко використовуються в слабкострумівих вузлах силових пристроїв. Резистори малої ( $0,125 \div 0,5$  Вт) і середньої ( $1 \div 3$  Вт) потужності застосовуються, як правило, в пристроях керування. Резистори підвищеної ( $5 \div 15$  Вт) і великої потужності використовуються для обмеження пускових струмів, для заряджання і розряджання енергоємних конденсаторів, як гальмівні для відведення енергії, для вимірювання струму, у вузлах обмеження швидкості наростання і фіксації напруги на силових ключах (діодах, транзисторах) і т. п. Зовнішній вигляд гальмівних резисторів, що використовуються в перетворювачах частоти, наведений на рисунку 1.27. Для RC-ланцюгів (демпфери) і RCVD-ланцюгів (снабери – snabbers і клампери – clampers) бажано вибирати недротяні «безіндуктивні» резистори, якщо вони призначені для швидкодіючих силових ключів.

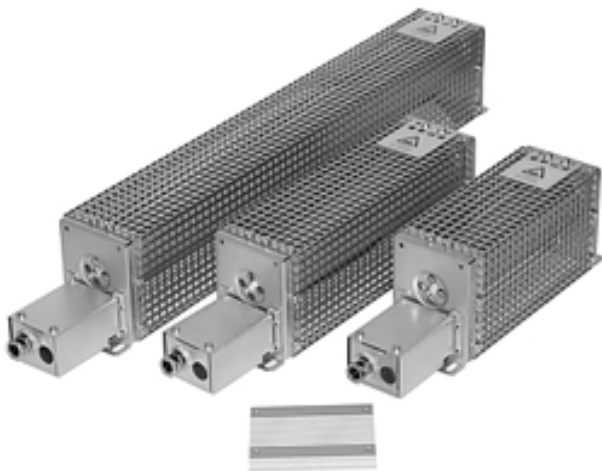


Рисунок 1.27 – Зовнішній вигляд гальмівних резисторів

Стандартні постійні резистори мають такі параметри [18]:

- номінальний опір  $R_{ном}$  ( $R_o$ ) з допуском (відхиленням) від номінального значення опору  $\pm \gamma_R$  (%);
- номінальна потужність розсіювання  $P_{рас}$  або  $P_{раб}$ ;
- максимально допустимий струм  $I_{max}$  (тільки для датчиків струму — вимірювальних шунтів);
- максимально допустима постійна, діюча або імпульсна напруга  $U_{max}$ ;
- температурний коефіцієнт опору ТКС/ TCR або  $\alpha_{TR}$  ( $\pm \% / ^\circ C$ ).

**Спеціальні напівпровідникові резистори** з нелінійною вольт-амперною характеристикою (ВАХ), залежною від таких чинників, як температура (терморезистори), напруга (варистори).

Терморезистори бувають з від'ємним температурним коефіцієнтом (NTC) опору (термістори) і з додатним температурним коефіцієнтом (PTC) опору (позистори). Потужні терморезистори обох типів використовуються для обмеження пускових струмів у силових пристроях, зокрема в імпульсних джерелах живлення.

**Варистори** – нелінійні напівпровідникові резистори, наприклад, металоокисні (ZnO), у яких у разі досягнення на них напруги більше певного порогового значення починає різко падати опір (до часток одиниць Ом). До цього моменту опір варистора залишається достатньо високим, до десятків кОм (залежно від типу), і варистор практично не споживає енергії. У разі подальшого підвищення вхідної напруги, напруга на варисторі та елементі, що захищається, підвищується неістотно, струм через варистор різко зростає. Варистори мають симетричну ВАХ із пороговою напругою 10–1000 В і мають здатність поглинати (розсіювати) високоенергетичні імпульси перенапруги зі струмами до декількох кілоампер у імпульсі.

Завдяки цим особливостям варистори використовуються для обмеження імпульсної перенапруги, що виникає у разі швидких перемикань силових ключів (зокрема, тиристорів), наприклад, у мережах змінного струму.

Основні параметри варисторів [18]:

- максимальна величина постійної (імпульсної) напруги «відкривання» варистора при класифікаційному струмі (частіше всього 1 мА)  $U_{max=}$ ;
- максимальна величина діючої змінної напруги «відкривання» варистора при нормованому струмі  $U_{max\sim}$ ;
- максимальний імпульсний струм  $I_{max}$ ;
- максимальна середня величина потужності розсіювання  $P_{max}$ ;
- максимально допустима за час дії імпульсу енергія  $E_{max}$ .

Різноманітну гамму варисторів – за пороговою напругою, максимальним імпульсним струмом, енергією, що поглинається, і конструктивному виконанню — випускає провідна за пасивними компонентами фірма EPCOS: дискові (S14Kxx.S20Kxxx), квадратні вивідні (Q14/Q20) і блокові (B32/B40/ B60/B80). Загальні параметри варисторів: час відгуку – не більше 25 нс; перевантажувальна здатність – не менше 2500 В;  $R_{ізол}$  – не менше 1000 МОм;  $T=-40+85^{\circ}\text{C}$ . Наведемо інші параметри сильноточових варисторів цієї фірми для використання з боку однофазної і трифазної мережі змінного струму [18]:

– Дисковий S20K275E3:  $U_{max\sim}=275$  В (діюче),  $U_{max=}=430$  В (1 мА)  $\pm 10\%$ ;  $I_{max}=12000$  А в імпульсі (8/20 мкс);  $E_{max}=260$  Дж (2 мс);  $P_{max}=1$  Вт; габарити:  $\varnothing 22,5$  мм, товщина (b) 6,3 мм.

– Квадратний вивідний Q20K300:  $U_{max\sim}=300$  В (діюче),  $U_{max=}=470$  В (1 мА)  $\pm 10\%$ ;  $I_{max}=15000$  А в імпульсі (8/20 мкс);  $E_{max}=235$  Дж (2 мс);  $P_{max}=1,2$  Вт; габарити:  $10\times 22,5\times 6,1$  мм.

– Блочний B80K460:  $U_{max\sim}=460$  В,  $U_{max=}=750$  В (1 мА)  $\pm 10\%$ ;  $I_{max}=100000$  А в імпульсі (8/20 мкс),  $E_{max}=2500$  Дж (2 мс);  $P_{max}=2$  Вт; габарити:  $135\times 118\times 27$  мм.

**Конденсатори** класифікуються за видом діелектрика.

Конденсатори з органічним діелектриком виготовляються звичайно намотуванням тонких довгих стрічок конденсаторного паперу, плівок або їх комбінації з металізованими або фольговими електродами.

У конденсаторах з неорганічним діелектриком використовуються: кераміка, скло, склоемаль, склокераміка і слюда. Обкладки виконуються у вигляді

тонкого прошарку металу, що нанесений на діелектрик шляхом безпосередньої його металізації, або тонкої фольги.

У конденсаторах з оксидним діелектриком (стара назва – електролітичні) як діелектрик використовують оксидний шар, що утворюється на аноді. Залежно від матеріалу анода оксидні конденсатори підрозділяються на алюмінієві, танталові і ніобієві.

Варто зазначити, що поряд із головним параметром – ємністю – конденсатори мають: активний опір  $R_S$  – еквівалентний послідовний опір, що оцінює втрати енергії на нагрівання і  $L_S$  – еквівалентну послідовну індуктивність. Ці параметри мають суттєвий вплив на процеси комутації в силових колах перетворювальних пристроїв і на вибір конденсатора конкретного призначення.

Конденсатори характеризуються такими параметрами [18]:

- номінальна ємність  $C_{\text{ном}}$  із допуском  $\pm \gamma_C$  (%);
- температурний коефіцієнт ємності (ТКЕ) —  $\alpha_{TC}$ ;
- максимально допустима робоча напруга (номінальна, постійна)  $U_{\text{ном}}$  або

$U_{\text{max}}$ ;

- максимально допустима змінна напруга  $U_f$  або  $U_{\text{max}}$ ;
- максимально допустимий змінний струм (номінальний струм)  $I_{\text{ном}}$ ;
- максимально допустима реактивна потужність  $Q$ ;
- тангенс кута діелектричних втрат  $\text{tg} \delta$  за нормованої частоти роботи;
- опір електроізоляції  $R_{\text{Сізол}}$ , що визначає струм витоку конденсатора  $I_{\text{вт}}$ ;
- тепловий опір  $R_{th}$  точки перегрівання – оточуюче середовище.

На термін роботи конденсатора значно впливає напруга (для електролітичних конденсаторів зменшення напруги на 21 % збільшує ресурс використання вдвічі) і температура.

У колах постійного струму використовують електролітичні конденсатори. Основні параметри алюмінієвих електролітичних конденсаторів фірми «EPCOS AG» (серія В43456 ÷ В43560):  $U_{\text{ном}}=350, 400, 450$  В, імпульсна напруга  $U_{\text{IMP}}=1,1U_{\text{ном}}$ ,  $C_{\text{ном}}=1000\div18000$  мкФ,  $\gamma_C = \pm 20$  %,  $\text{tg} \delta = 0,2$  (максимальне значення за  $f = 100$  Гц,  $T = 20$  °С), еквівалентний послідовний власний опір  $L_S = 13\div20$  нГн,  $R_S = 9\div220$  мОм, загальний опір  $Z = 9\div190$  мОм ( $f = 10$  кГц,  $T = 20$  °С), припустиме діюче значення пульсацій струму  $I_{\text{Лmax}} = 8,2\div58$  А ( $f = 100$  Гц,  $T = 85$  °С при базовому охолодженні), робоча температура  $-25/+105$  °С. Термін служби за  $T = 40$  °С і  $U_{\text{ном}}$  – більше 250000 годин (28,5 років безперервної роботи), за  $T=85$  °С і  $U_{\text{ном}}$  – більше 12000 годин (1,37 років безперервної роботи). Зовнішній вигляд конденсаторів наведено на рисунку 1.28.

Як видно з поданих даних, робоча температура має суттєве значення, тому під час вибору конденсатора за ємністю і робочою напругою необхідно визначити діюче значення струму і потужність втрат ( $P = I^2 \cdot R_S = U \cdot I \cdot \text{tg} \delta$ ). Згідно з цим розраховується температура  $T = T_{OC} + R_{th} \cdot P$ .

Наявність  $L_S$  разом із паразитною індуктивністю з'єднань  $L_3$  у контурі комутації інвертора напруги (див. п. 4.2), що утворюється конденсатором і двома послідовно з'єднаними ключами, обумовлює перехідні перенапруги під час перемикання ключів.



Рисунок 1.28 – Зовнішній вигляд конденсаторів:

- а) змінного струму  $C_{НОМ} = 443$  мкФ,  $U_{НОМ} = 2400$  В,  
 б) постійного струму  $C_{НОМ} = 470$  мкФ,  $U_{НОМ} = 450$  В

Для обмеження перенапруги безпосередньо на затисках ключів встановлюються снаберні конденсатори, що поглинають енергію, яка накопичується у означених вище індуктивностях.

Кращі показники для використання у колах постійного струму мають *неполярні плівкові конденсатори*, що більш пристосовані до імпульсних складових струму і мають властивість самовідновлення у разі пробоя діелектрика. Основні параметри конденсаторів фірми «EPCOS AG»:  $U_{НОМ} = 700 \div 6600$  В,  $C_{НОМ} = 80 \div 30000$  мкФ,  $\gamma_C = \pm 10\%$ , номінальна енергія до 18000 Дж,  $I_{НОМ}$  – до 300 А, максимальний струм  $I_{МАХ}$  до 950 А, піковий струм  $I_P$  до 200 кА,  $tg\delta = 0,0002$ , еквівалентний послідовний власний опір  $L_S$  до 100 нГн, стала часу власного розрядження  $\tau = R_{I3} \cdot C \geq 10000$ с, робоча температура  $-25/+105$  °С. Термін служби 100000 годин (11,4 років безперервної роботи).

*Снаберні конденсатори* з поліпропіленової плівки, що металізована з одного боку. Основні параметри конденсаторів фірми «EPCOS AG»:  $U_{НОМ}$  для постійного/змінного струму 850/450  $\div$  2000/800 В,  $C_{НОМ} = 0,022 \div 2,2$  мкФ,  $\gamma_C = \pm(5 \div 20)\%$ ,  $tg\delta = 0,0005$  ( $f = 1$  кГц,  $T = 20$  °С),  $tg\delta = 0,003 \div 0,005$  ( $f = 100$  кГц,  $T = 20$  °С),  $R_S = 3 \div 70$  мОм при  $f = 100$  кГц, припустиме діюче значення струму  $I_{max} = 4 \div 17$  А за  $f = 100$  кГц,  $du/dt = 450 \div 4500$  В/мкс, робоча температура  $-55/+100$  °С.

*Плівкові конденсатори для використання у колах змінного струму.* Основні параметри конденсаторів фірми «EPCOS AG»:  $U_{НОМ} = 500 \div 2100$  В, максимальна напруга, що повторюється 630  $\div$  2600 В, максимальна імпульсна напруга  $U_{ИМП} = 860 \div 3600$  В,  $C_{НОМ} = 0,1 \div 220$  мкФ,  $\gamma_C = \pm 10\%$ ,  $tg\delta = 0,0002 - 0,005$ , (максимальне значення за  $f = 100$  Гц,  $T = 20$  °С), еквівалентний послідовний власний опір  $L_S = 50 \div 220$  нГн,  $R_S = 1,2 \div 54$  мОм, припустиме діюче значення

струму  $I_{\max} = 10 \div 80$  А, максимальне значення струму, що повторюється  $25 \div 5000$  А, максимальне значення викиду струму  $60 \div 12500$  А, стала часу власного розряджання  $\tau = R_{\Sigma} \cdot C \geq 10000$  с, робоча температура  $-55/+85$  °С. Термін служби до 100000 годин.

**Дроселі (реактори).** Використовуються як індуктивний елемент для обмеження (струмообмежувальні реактори) і згладжування (згладжувальні дроселі) струму, у фільтрах тощо. Дроселі бувають однофазні і трифазні, низькочастотні (НЧ) і високочастотні (ВЧ). НЧ виконуються на броньових або П-образних витих осердях з електротехнічної тонкої (0,35 мм і менше) сталі. Згладжувальні дроселі виконуються з немагнітним зазором, який зміщує значення струму насичення магнітного кола в більший бік. НЧ-дросель (без зазора)

використовується у вхідних колах змінного струму. Зовнішній вигляд трифазного НЧ- дроселю наведений на рисунку 1.29.



Рисунок 1.29 – Зовнішній вигляд трифазного НЧ-дроселю

Для роботи на частоті перетворення і її гармоніках ВЧ-дроселі найчастіше виконуються на тороїдальних осердях із магнітодіелектриків. Спочатку застосовувалися тороїдальні осердя з альсіферу з низьким значенням магнітної проникності  $\mu = 40 \div 60$ , а потім з Мо-пермалюю (МП) з більш високим значенням  $\mu$  (140; 250). Також застосовуються Ш-образні броньові осердя з феритів із низькими значеннями  $\mu$  (400–1000) і із зазором. На високих частотах (більше 3 МГц) ефективність дроселів підвищується, якщо на їх виводи (дроти) надіти трубки або на-

мистини (beads) з фериту з низькою магнітною проникністю, наприклад марок М400НН, М600НН.

Основні параметри дроселів:

- номінальна індуктивність  $L$ ;
- відхилення (допуск) від номінального значення індуктивності  $\pm \delta L$  (%);
- максимальний струм  $I_{\max}$  (діюче або середнє значення);
- максимальне значення допустимої напруги  $U_{\max}$ ;
- активний опір обмотки дроселя  $R_L$ ;
- робоча  $f_{\text{раб}}$  і резонансна  $f_{\text{рез}}(f_0)$  частоти.

Додатково для ВЧ-дроселів можуть указуватися приведена паразитна ємність  $C_L$  обмотки і добротність  $Q_L$ . Для нормальної роботи дроселів необхідно дотримувати  $f_{\text{раб}} \ll f_{\text{рез}}$ , щоб виключити вплив власного паразитного коливального контуру дроселя на його індуктивний опір. Величини  $f_{\text{рез}}$ ,  $C_L$  і  $Q_L$  визначаються згідно з виразами:  $f_{\text{рез}} = 1/2\pi(LC_L)^{0.5}$ ;  $C_L = [(2\pi f_{\text{рез}})^2 L]^{-1}$ ;  $Q_L = 2\pi f_{\text{рез}}/R_L$ .

**Датчики струму і напруги.** Призначені для перетворення струму і напруги, що вимірюється у силових колах пристроїв, у пропорційний їм сигнал

напруги на виході. Вони також забезпечують гальванічне розв'язання (електричну ізоляцію) вихідних кіл від силових кіл, де здійснюється вимірювання. Для синусоїдального струму використовуються трансформатори напруги і струму.

За відсутності потреби гальванічного розв'язання кіл незалежно від характеру струму у силовому колі використовуються резистивні розподільвачі напруги та шунти. Забезпечення гальванічного розв'язання кіл досягається використанням додаткових пристроїв для підсилення і розв'язання вихідного сигналу і вхідного. Останні потребують ізольованих джерел живлення.

Найбільш універсальними у наш час є датчики, що використовують ефект Хола. Вони випускаються у вигляді модуля з живленням  $\pm 15(24)$  В і мають точність перетворення до 1 %. Залежно від вимірюваних величин випускаються в корпусах під печатний монтаж або як окремі прилади.

Зовнішній вигляд модулів для вимірювання струму і напруги фірми LEM наведений на рисунку 1.30.

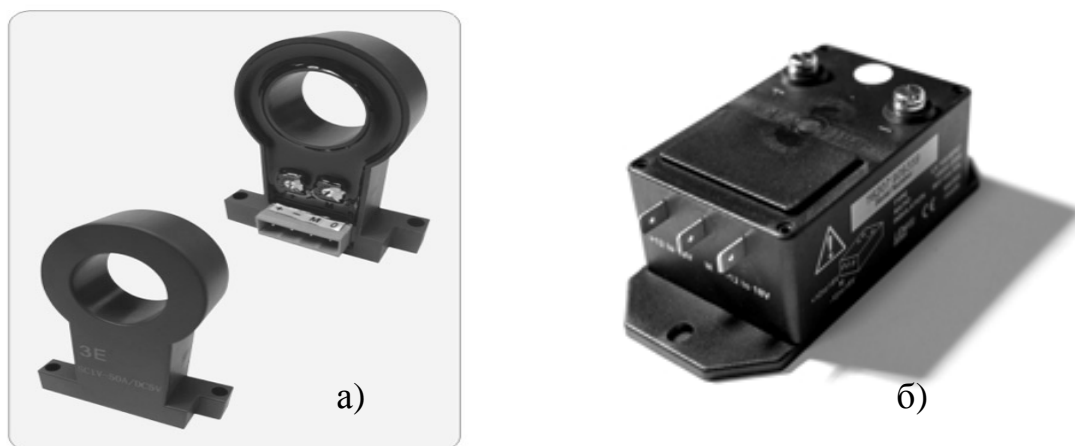


Рисунок 1.30 – Зовнішній вигляд модуля: а) для вимірювання струму; б) для вимірювання напруги

При цьому дрiт (шина), у якому вимірюється струм, вставляється безпосередньо у вікно модуля.

#### 1.4 Основні параметри перетворювачів

Для перетворювачів енергії властиві певні показники, що оцінюють якість перетворення електричної енергії і вплив на мережу живлення.

Для випрямлячів:

– **середні (постійні) значення** випрямлених напруги і струму ( $U_{CP}$ ,  $I_{CP}$  або  $U_0$ ,  $I_0$  або  $U_d$ ,  $I_d$  – індекс від англ. *direct current*) визначаються згідно з (2.2);

– **коефіцієнт перетворення за напругою або струмом:**

$$K_H = U_{CP}/U_{BX}, \quad K_C = I_{CP}/I_{BX}$$

де  $U_{BX}$ ,  $I_{BX}$  – діючі значення першої гармоніки вхідної напруги і струму;

– **коефіцієнт пульсацій** - відношення амплітуди найбільш яскраво вираженої, як правило, першої за номером у розкладанні (2.1) гармоніки (ця гармо-

ніка має частоту  $m\omega$ ,  $2m\omega$ ,  $3m\omega$  ..., де  $m$  - кількість пульсацій за період напруги мережі) до середнього значення:  $K_{ПН} = U_{m(k)}/U_{CP}$ ,  $K_{ПС} = I_{m(k)}/I_{CP}$ .

Загальні показники силових напівпровідникових перетворювачів (СНП):

– **коефіцієнт потужності** – визначається з боку мережі змінного струму, як відношення активної потужності, що споживається від мережі до повної потужності

$$\chi = P_I / S_I,$$

де  $S_I$  – повна потужність  $S_I = U_I I_I$ ,  $P_I$  – активна потужність, що споживається перетворювачем  $P_I = P_H + \Delta P$ ,  $P_H$  – потужність, що віддається у навантаження,  $\Delta P$  – витрати потужності під час перетворення.

ККД перетворювальних пристроїв прагне до одиниці, тому  $P_I \approx P_H$ ;

– **коефіцієнт гармонік** (коефіцієнт несинусоїдальності або THD – *total harmonic distortion*) використовується відносно кіл змінного струму і визначається відношенням діючого значення вищих гармонік до діючого значення 1-ї гармоніки:

$$\text{коефіцієнт гармонік струму } K_{ГС} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^k I_{(k)}^2}}{I_{(1)}};$$

$$\text{коефіцієнт гармонік напруги } K_{ГН} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^k U_{(k)}^2}}{U_{(1)}};$$

– **коефіцієнт спотворення струму (напруги)** використовується відносно кола змінного струму і визначається як відношення діючого значення першої гармоніки струму до діючого значення струму  $v = I_{(1)}/I$ .

Цей коефіцієнт можна визначити через коефіцієнт гармонік

$$v = \frac{I_{(1)}}{I} = \frac{I_{(1)}}{\sqrt{I_{(1)}^2 + \sum_{k=2}^k I_{(k)}^2}} = \frac{I}{\sqrt{I^2 + \sum_{k=2}^k I_{(k)}^2}} = \frac{I}{\sqrt{I^2 + \frac{I^2}{v^2} - I_{(1)}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + K_{ГС}^2}}.$$

Або навпаки 
$$K_{ГС} = \sqrt{\frac{1}{v^2} - 1}.$$

Коефіцієнт потужності з урахуванням коефіцієнта спотворення форми струму

$$\chi = v \cos \varphi_{(1)};$$

– **зважений коефіцієнт гармонік** урахує вплив (вагу) гармонік і визначається з урахуванням порядку гармонік  $k$

$$THD_w = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^k \left(\frac{U_{(k)}}{k}\right)^2}}{U_{(1)}}.$$



– **зовнішня характеристика** – залежність напруги на виході перетворювача від струму навантаження  $U = f(I_H)$ .

Для ідеального СНП зовнішня характеристика – це горизонтальна пряма – 1 (рис. 1.31). У реальному СНП мають місце втрати напруги в ключах, в активних і реактивних опорах трансформатора, у з'єднувальних проводах, тому напруга на виході реального СНП, як і у звичайного джерела, зменшується зі збільшенням струму навантаження (залежність – 2 на рисунку 1.31)

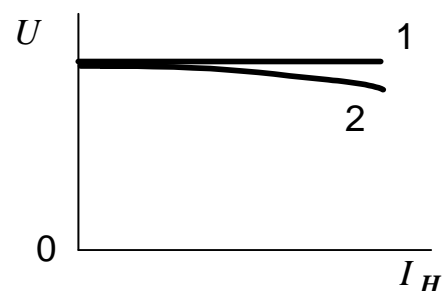


Рисунок 1.31 – Зовнішня характеристика СНП

**Щодо мережі живлення змінного струму** СНП повинне забезпечувати гармонійний склад струму і напруги на рівні існуючих стандартів. Зараз діють жорсткі вимоги до якості струму, що споживається з мережі змінного струму (міжнародний стандарт IEEE-519-1992). Це, насамперед, стосується вищих гармонік вхідного струму. У таблиці 1.7 наведені дані IEEE-519-1992 [37] до гармонійного складу струму залежно від струму короткого замикання  $I_{K3}$  ( $I_{(1)MAX}$  – максимальне значення 1-ї гармоніки навантаження)

Таблиця 1.7 – Відносні значення гармонік вхідного струму

$I_{K3}/I_{(1) MAX}$	Порядок непарної гармоніки					
	$k < 11$	$11 < k < 17$	$17 < k < 23$	$23 < k < 35$	$35 < k$	THDi, %
$< 20$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
$> 1000$	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Що стосується напруги, згідно з IEEE-519-1992 значення  $THD_U \leq 5\%$  при цьому відносна амплітуда гармонік  $U_{(k)}/U_{(1)} \leq 3\%$ . Відповідно до ДСТУ 13109-97 [5] коефіцієнт несинусоїдальності напруги в % приведено у таблиці 1.8.

Таблиця 1.8 - Коефіцієнт несинусоїдальності напруги

Нормально допустиме значення при $U_L$ , кВ				максимально допустиме значення при $U_L$ , кВ			
0,38	6÷20	35	110÷330	0,38	6÷20	35	110÷330
8,0	5,0	4,0	2,0	12,0	8,0	6,0	3,0

Забезпечення відповідних показників СНП досягається використанням відповідних схемних рішень, фільтрів, про що мова йде у подальшому.

## 2 ВИПРЯМЛЯЧІ І ВЕДЕНІ МЕРЕЖЕЮ ІНВЕРТОРИ

У цьому розділі розглядаються пристрої, що здійснюють перетворення і передавання енергії між колами змінного і постійного струму. Комутація вентилів у схемі природна і здійснюється за рахунок джерела змінного струму.

### 2.1 Некеровані випрямлячі

Некеровані випрямлячі призначені для перетворення змінної напруги в постійну нерегульованої величини. Знаходять як самостійне використання у якості джерела постійного струму, так і входять до складу більшості перетворювальних пристроїв.

#### 2.1.1 Структура випрямлячів

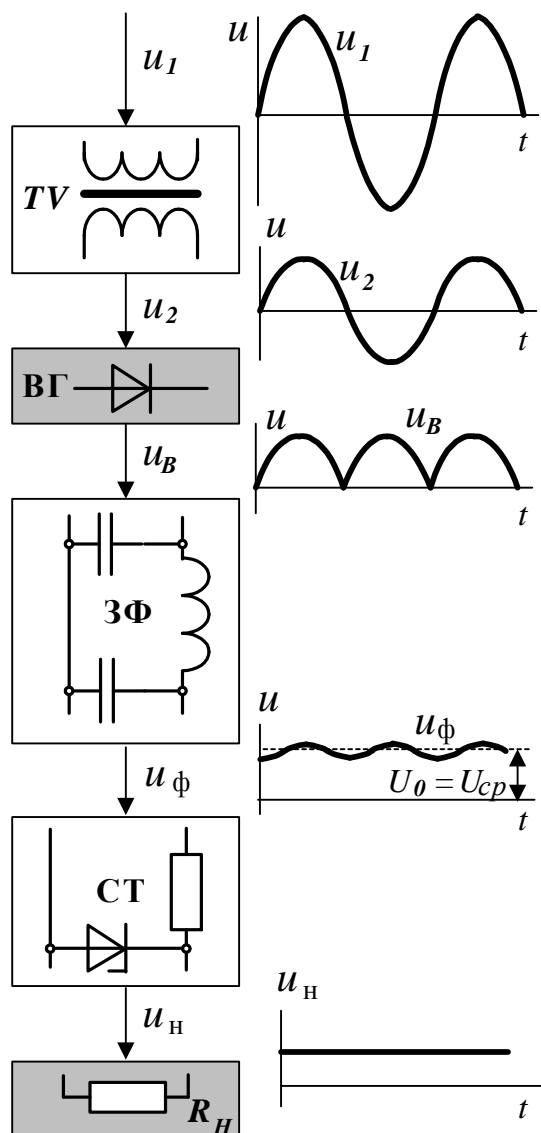


Рисунок 2.1 – Структура некерованого випрямляча

На вході (рис. 2.1) для перетворення змінної напруги джерела  $U_1$  (діюче значення) до значення  $U_2$ , що забезпечує необхідний рівень напруги на виході випрямляча, встановлюють **силовий трансформатор** (TV). Окрім того, трансформатор може використовуватися для перетворення кількості фаз напруги. Подальший процес перетворення містить у собі низку послідовних етапів – випрямлення, згладжування і стабілізацію, що ілюструють часові діаграми на рисунку 2.1, де зображені миттєві значення напруги.

На стадії випрямлення змінна напруга  $U_2$  з виходу TV за допомогою **вентильної групи** (ВГ), яка складається з декількох вентилів – випрямних діодів, перетворюється в пульсуючу напругу **одного напрямку**  $u_B$ . Форма кривої  $u_B$ , як показано нижче, залежить від схеми випрямлення – спільним є те, що значення  $u_B$  періодично змінюється (пульсує). Якщо навантаження увімкнути безпосередньо на вихід ВГ, то струм у ньому  $i_H = u_B / R_H$  – також буде пульсуючим.

Відомо, що періодичну несинусоїдальну функцію можна розкласти в гармонійний ряд Фур'є, який для напруги  $u_B(\omega)$  має вигляд

$$u_B(\omega t) = U_0 + U_{1m} \cdot \sin(\omega t + \psi_1) + U_{2m} \cdot \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots + U_{km} \cdot \sin(k\omega t + \psi_k), \quad (2.1)$$

де  $U_0$  - постійна складова (нульова гармоніка),  $u_1 = U_{1m} \cdot \sin(\omega t + \psi_1)$  – 1-ша гармоніка напруги  $u_B$  з амплітудою  $U_{1m}$  і частотою мережі –  $\omega$ , наступні складові – вищі гармоніки  $u_2, \dots, u_k$  напруги  $u_B$  з амплітудами  $U_{2m} \dots U_{km}$  і кратними  $\omega$  частотами  $2\omega, \dots, k\omega$

Постійна складова розкладання (2.1) визначається як середнє за період значення  $u_B$

$$U_0 = U_{CP} = U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_B(t) \cdot dt. \quad (2.2)$$

Амплітуди змінних складових можна визначити виходячи з амплітуд синусного та косинусного рядів (див. п. 2.1.3).

Для струму  $i_H$  розкладання має аналогічний вигляд. Таким чином, випрямлені  $u_B$  та  $i_H$  можна подати у вигляді суми постійної і змінних їхніх складових. Наприклад, криву пульсуючої напруги  $u_{\Pi}$  (рис. 2.2) можна отримати, склавши напруги  $U_0$  і  $u_1$ , чому відповідає розкладання

$$u_{\Pi} = U_0 + U_{1m} \cdot \sin \omega t.$$

Реальні криві випрямленої напруги мають більш складний вигляд і, відповідно, більшу кількість гармонійних складових. Діючі значення напруги і струму, що пульсують:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_B^2 dt} = \sqrt{(U_0^2 + U_1^2 + \dots + U_k^2)},$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_H^2 dt} = \sqrt{(I_0^2 + I_1^2 + \dots + I_k^2)}.$$

На відміну від постійного струму, де  $U_{CP} = U$ ,  $I_{CP} = I$ , діючі значення пульсуючих напруги і струму  $U > U_{CP}$ ,  $I > I_{CP}$ . Корисними для приймачів постійного струму є лише середні значення напруги  $U_{CP}$  і струму  $I_{CP}$ . Наявність гармонійних складових обумовлює додаткові витрати енергії на нагрівання. Пульсації струму в машинах постійного струму викликають шкідливі пульсації електромагнітного моменту. Практично неприпустимі пульсації напруги живлення для електронних пристроїв.

Для зниження пульсацій випрямленої напруги (струму) до припустимого для навантаження значення, застосовують **згладжувальні фільтри (ЗФ)** із застосуванням реактивних  $L$  і  $C$  елементів. При цьому змінні складові не проходять крізь фільтр – виділяються на ньому, а на виході отримують практично незмінне значення  $U_0$ . Реальне значення напруги на виході фільтру  $U_{\Phi}$  (рис. 2.1) має деякі пульсації відносно значення  $U_0$ , які значно менші ніж пульсації  $u_B$ .

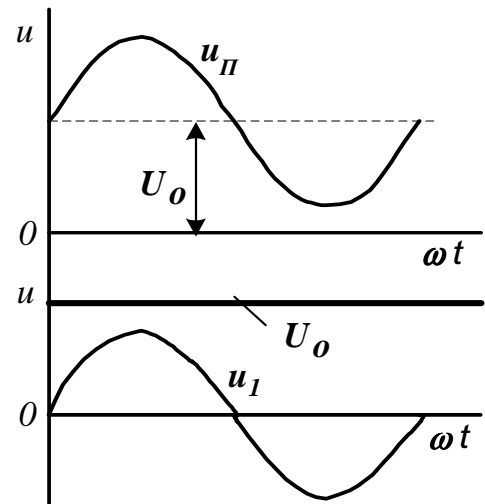


Рисунок 2.2 –  
Розкладання пульсуючої  
напруги в ряд Фур'є

Для живлення електронних пристроїв звичайно використовують **стабілізатор напруги (СТ)**, що забезпечує постійність напруги на навантаженні із змінюванням його опору, або напруги живлення  $U_1$ . У деяких випадках елементи, що подані на рисунку 2.1, можуть бути відсутніми (наприклад,  $TV$ , якщо напруга  $U_1$  відповідає значенню потрібної напруги на навантаженні, або стабілізатор, якщо стабілізації напруги не потребується).

### 2.1.2 Основні схеми випрямлення

Для спрощення аналізу роботи розглядаються ідеалізовані схеми випрямлячів. При цьому нехтуємо активним і реактивним опорами мережі змінного струму (силового трансформатора) і вважаємо вентилі (ключі) схеми ідеальними (нехтуємо прямим падінням напруги і процесами перемикавання).

**Однофазна однонапівперіодна схема.** Навантаження (рис. 2.3, а) підключено до трансформатора  $TV$  за допомогою діода  $VD$ . Змінна напруга на виході  $TV$   $u_2 = U_{2m} \sin \alpha$  (рис. 2.3, б). У позитивний напівперіод  $u_2$  діод  $VD$  відкритий. Якщо прямим падінням напруги на діоді  $\Delta U_{пр}$  нехтувати, вважаючи його ідеальним, то напруга  $u_2$  повністю надходить до навантаження, тобто  $u_H = u_2$  і струм  $i_H = u_H / R_H$ . У негативний напівперіод  $u_2$  (знаки на рисунку 2.3, а у дужках)  $VD$  закритий. Якщо нехтувати зворотнім струмом, то  $i_H = 0$ ,  $u_H = 0$ . При цьому негативна напівхвиля  $u_2$  прикладена до діода  $u_{VD} = u_2$  (рис. 2.3, б), що є для нього зворотною напругою. Її амплітуда  $U_{2m}$  є максимальною зворотною напругою діода  $U_{ЗВМАХ} = U_{2m}$ . Процеси, що розглянуті, періодично повторюються.

Таким чином, у схемі використовується лише один (позитивний) напівперіод змінної напруги. Струм і напруга на навантаженні пульсують від нуля до максимуму. Кількість пульсацій за період напруги мережі –  $m=1$ .

Згідно з (2.2) середнє значення випрямленої напруги

$$U_{CP} = U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega = \frac{U_{2m}}{\pi} = 0,318 U_{2m} = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} = 0,45 U_2.$$

Середнє значення випрямленого струму (струм навантаження)

$$I_{HCP} = I_0 = \frac{U_{CP}}{R_H} = \frac{I_{Hm}}{\pi},$$

де  $I_{Hm}$  – амплітуда струму навантаження –  $I_{Hm} = \frac{U_{2m}}{R_H}$ .

Діюче значення напруги на навантаженні

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_H^2 d\omega} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m}^2 \sin^2 \omega t dt} = \frac{U_{2m}}{2} = \frac{\pi \cdot U_{CP}}{2} = 0,707 \cdot U_2,$$

де  $U_2$  – діюче значення напруги на виході трансформатора.

Аналогічно можна визначити діюче значення струму  $I_2$  (струму діода  $I_{VD}$ )

$$I_2 = I_{VD} = \frac{I_{Hm}}{2} = \frac{\pi}{2} I_{HCP}.$$

Амплітуда найбільшої (першої) гармоніки в розкладанні (2.1) напруги  $u_H(t)$ , що має частоту мережі  $\omega$  дорівнює половині від загального значення амплітуди пульсації напруги навантаження  $U_{2m}$ , тобто  $U_{1m}=0,5 \cdot U_{2m}$ .

Коефіцієнт пульсацій

$$K_{II}=U_{1m}/U_{CP}=0,5 \cdot U_{2m}/0,318 \cdot U_{2m}=1,57.$$

Середнє значення струму діода

$$I_{VD\text{CP}}=I_{H\text{CP}}=U_{CP}/R_H.$$

Вибір діода  $VD$  здійснюється за умов:

$$I_{IP\text{MAX}} \geq K_3 \cdot I_{VD\text{CP}} = (1,3-1,5) \cdot I_{H\text{CP}},$$

$$U_{3B\text{MAX}} \geq K_3 \cdot U_{2m} = (1,3-1,5) \cdot \sqrt{2} \cdot U_2,$$

де  $K_3=1,3 \div 1,5$  – коефіцієнт запасу.

**Трансформатор.** Розрахункова (типова) потужність трансформатора

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2},$$

де  $S_1, S_2$  – розрахункові потужності первинної і вторинної обмоток.

Розрахункова потужність вторинної обмотки визначається діючими значеннями напруги і струму

$$S_2 = U_2 \cdot I_2 = \frac{U_{CP} \cdot \pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CP} \cdot \pi}{2} = 3,49 P_d,$$

де  $P_d=P_{CP}=U_{CP}I_{CP}$  – потужність,

що передається у навантаження постійними складовими струму і напруги.

Діюче значення струму первинної обмотки можна визначити із рівняння магніторушійних сил трансформатора, якщо нехтувати струмом намагнічування. З урахуванням змінних складових струму вторинної обмотки  $i_2^l=(i_2 - I_{CP})$

$$i_1 \cdot w_1 = -(i_2 - I_{CP}) w_2,$$

де  $w_1, w_2$  – кількість витків первинної і вторинної обмоток.

Звідси  $i_1 = -\frac{(i_2 - I_{CP})}{n}$  ( $n=w_1/w_2$  – коефіцієнт трансформації).

Діюче значення струму первинної обмотки

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi n^2} \left[ \int_0^\pi (i_2 - I_{CP})^2 d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} (-I_{CP})^2 d(\omega t) \right]} = \frac{1,21 I_{CP}}{n}.$$

Розрахункова потужність первинної обмотки

$$S_1 = U_1 I_1 = (n U_2) I_1 = (n \frac{U_{CP} \pi}{\sqrt{2}}) (\frac{1,21 I_{CP}}{n}) = 2,69 P_{CP}.$$

Розрахункова потужність трансформатора

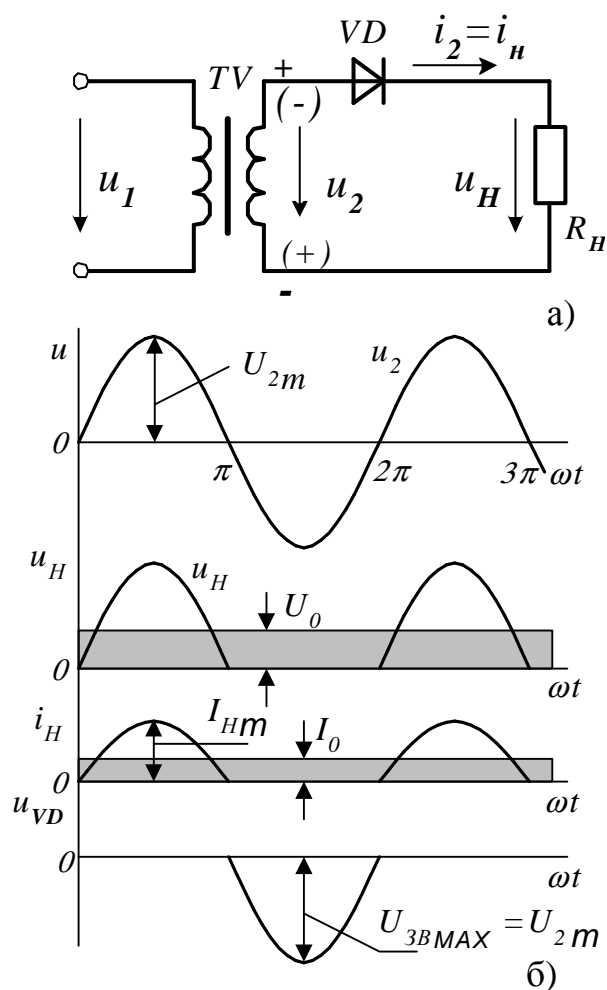


Рисунок 2.3 – Однофазна однапівперіодна схема:

а) схема принципова;

б) діаграми роботи

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{(3,49 + 2,69)}{2} P_{CP} = 3,09 P_{CP}.$$

Наявність постійної складової струму вторинної обмотки обумовлює додатковий магнітний потік, що насичує залізо трансформатора. Це явище називають примусовим намагнічуванням трансформатора. В наслідок чого зростає намагнічувальний струм, потрібний переріз дроту первинної обмотки і розмір трансформатора. Потужність трансформатора значно завищена.

У подальшому для зручності порівняння розрахункові параметри схем випрямлення зведені в таблицю (див. табл. 2.1).

*Однофазна двонапівперіодна схема випрямлення з нульовим виводом.* Вторинна обмотка трансформатора  $TV$  (рис. 2.4, а) має вивід від середньої точки (нульовий вивід –  $n$ ), відносно якого напруги  $u_{21}$  і  $u_{22}$  змінюються у протифазі (зсунуті за фазою на  $180^\circ$  (рис. 2.4, б)). Напруга навантаження формується почерговим відкриванням діодів  $VD1$  і  $VD2$ : на відрізку  $(0; \pi)$   $u_{21} > 0$ , відкрито  $VD1$ ,  $u_H = u_{21}$ ,  $i_H = i_1$ ; на відрізку  $(\pi; 2\pi)$   $u_{22} > 0$ , відкрито  $VD2$ ,  $u_H = u_{22}$ ,  $i_H = i_2$  тощо.

Таким чином, використовуються обидва напівперіоди напруги мережі – струм у навантаженні  $i_H = u_H / R_H = (i_1 + i_2)$  безперервний. Кількість пульсацій випрямленої напруги за період напруги мережі –  $m = 2$ . Частота основної гармоніки (за номером  $k = 2$  у (2.1))  $f = 2 \cdot 50 = 100$  Гц. Оскільки випрямлена напруга складається з двох напівхвиль, значення  $U_{CP}$  (табл. 2.1) буде вдвічі більше, ніж в однонапівперіодній схемі за  $U_{21} = U_{22} = U_2$ .

Унаслідок того, що діоди працюють по черзі, струм крізь кожний діод дорівнює половині випрямленого струму  $I_{VDCP} = 0,5 \cdot I_{HCP} = 0,5 \cdot I_0$ . Коли струм прямує крізь один діод (наприклад,  $VD1$ ), до другого ( $VD2$ ) прикладена зворотна напруга всієї вторинної обмотки трансформатора ( $U_{21} + U_{22} = 2U_2$ ), тобто максимальна зворотна напруга діода  $U_{3BMAX} = 2U_{2m}$ .

*Однофазна мостова двонапівперіодна схема випрямлення.* Складається (рис. 2.5, а) з двох пар діодів, що працюють почергово  $VD1$ ,  $VD4$  і  $VD2$ ,  $VD3$ . У позитивний напівперіод напруги  $u_2$  (полярність напруги на рисунку 2.5, а показано без дужок) діоди  $VD1$ ,  $VD4$  увімкнуті в прямому напрямку, а  $VD2$ ,  $VD3$  у зворотному. Струм  $i_{14}$  прямує крізь діод  $VD1$  до точки "с", а далі на навантаження  $R_H$  – до точки «d» і крізь відкритий діод  $VD4$  до правого затискача обмотки трансформатора. Струм від точки «d» при цьому не має змоги надходити до діода  $VD2$  тому, що на його катоді потенціал вищий, ніж у точці "d", тобто цей діод закритий. У негативний напівперіод (полярність  $u_2$  показана в дужках) струм  $i_{23}$  прямує крізь діоди  $VD2$ ,  $VD3$ , а  $VD1$ ,  $VD4$  закриті, струм навантаження  $i_H$  має при цьому також напрямок від «с» до «d». Так само як і у схемі (рис. 2.4) використовуються обидва напівперіоди напруги джерела  $u_2$ . Значення  $U_{CP}$  (табл. 2.1) визначається аналогічно. Зворотною напругою для закритих діодів є вторинна напруга трансформатора (рис. 2.5, б). Назву «мостова» схема отримала через те, що навантаження  $R_H$  ввімкнено як «місток» між точками «с» і «d» катодної групи вентилів ( $VD1$  і  $VD3$ , з'єднані катодами) і анодної групи вентилів ( $VD2$  і  $VD4$ , з'єднані анодами). При цьому струм навантаження завжди пря-

мує крізь один діод із катодної групи із один з анодної. Через те, що діоди працюють по чергово, струм крізь один діод  $I_{VDCP} = 0,5 \cdot I_{HCP}$ .

Відзначимо, що в однофазних схемах перемикання діодів здійснюється при зниженні струму до нуля, тобто комутація зводиться лише к зміні стану – вмикання/вимкнення.

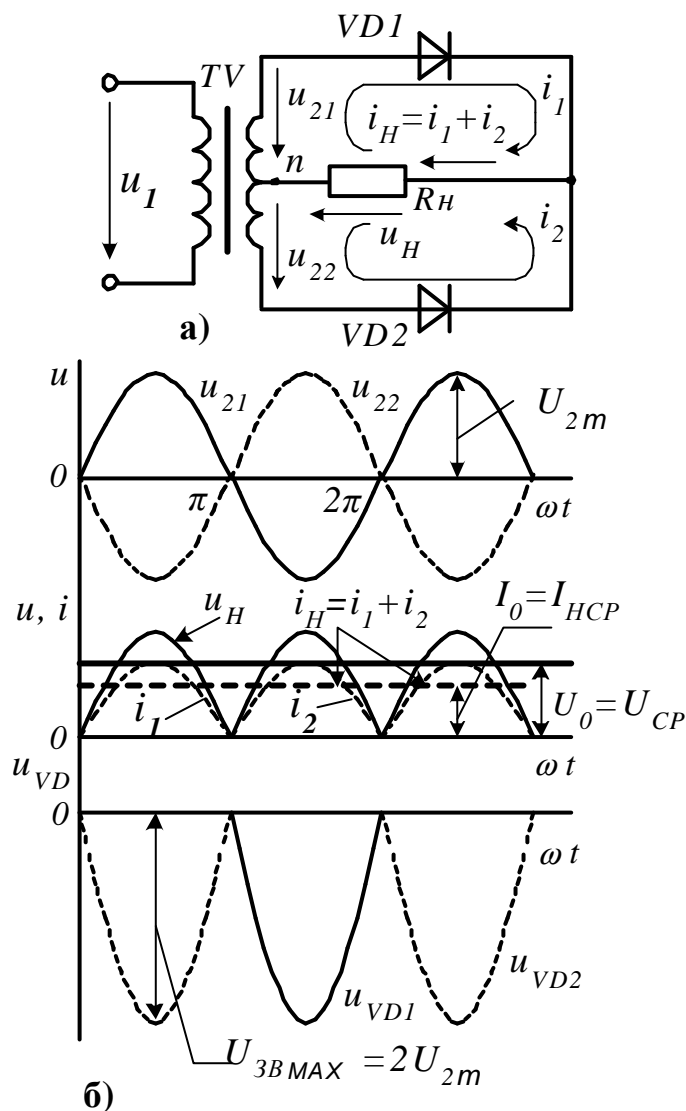


Рисунок 2.4 – Однофазна двонапівперіодна схема випрямлення з нульовим виводом:

- а) схема принципова;  
б) діаграми роботи

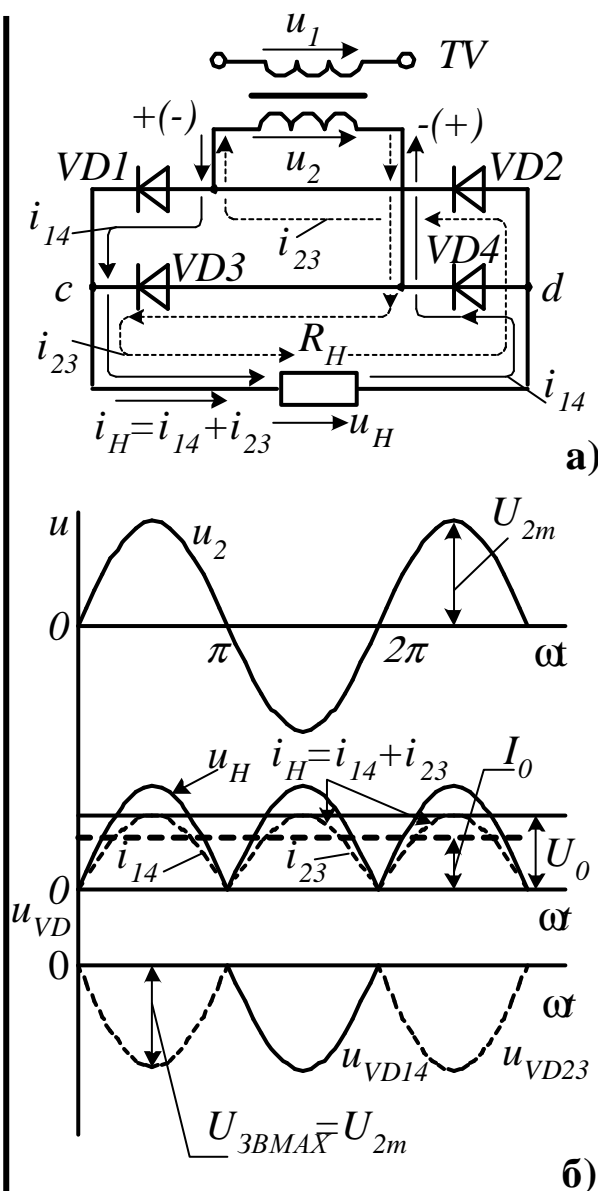


Рисунок 2.5 – Однофазна мостова схема випрямлення:

- а) схема принципова;  
б) діаграми роботи

*Трифазна схема випрямлення з нульовим виводом.* Містить у собі (рис. 2.6) трифазний трансформатор (TV), вторинні обмотки якого з'єднані зіркою, вентильну групу з трьох діодів VD1, VD2, VD3, катоди яких з'єднані (затискач d), а аноди поєднані з відповідними затискачами «a», «в», «с» вторинної обмотки трансформатора.

Навантаження увімкнено між за- тискачем  $d$  і нульовим виводом ( $n$ ) трансформатора. Струм у навантаженні забезпечується почерговим підключенням  $R_H$  до відповідної фази трансформатора (у зв'язку з цим середній струм діода  $I_{VDCP}$  дорівнює  $1/3$  випрямленого струму – таблиця 2.1). При цьому відкрито діод фази, напруга якої  $u_{2\phi}$  найбільш позитивна. Так, на інтервалі ( $a, в$ ) (рис. 2.7) напруга  $u_{2a}$  більша за  $u_{2B}$  і  $u_{2C}$  – відкрито  $VD1$ ,  $u_H = u_{2a}$ . При цьому потенціал точки  $d$  –  $\psi_d = u_{2a} > 0$ , а потенціали анодів  $VD2, VD3$  відносно  $\psi_d$  негативні, тому діоди  $VD2, VD3$  закриті. Коли відкрито діод  $VD1$ , зворотна напруга на  $VD2$  і  $VD3$  визначається лінійними напругами вторинних обмоток трансформатора  $u_{2av}$  і  $u_{2ac}$ . Звідки значення  $U_{3BMAX} = U_{2Lm}$ . На відрізку ( $в, с$ ) напруга  $u_{2B}$  – більша за  $u_{2a}$  і  $u_{2C}$  – відкрито діод  $VD2$ ,  $u_H = u_{2B}$  ( $VD1, VD3$  – закриті) і т.д. Точки  $a, в, с$  (рис. 2.7) називають точками природної комутації, у них стається зміна діодів, що проводять струм. Крива випрямленої напруги  $u_H$  повторює при цьому позитивну обвідну фазних напруг на вторинній обмотці трансформатора, струм  $i_H = u_H / R_H$ , значення  $U_{CP}$  наведене в таблиці 2.1.

Наявність постійної складової фазних струмів вторинної обмотки трансформатора призводить до примусового намагнічування осердя [21]. Одним із негативних явищ при цьому є виникнення гармонійних складових струму, що споживається з мережі. Все це призводить до необхідності збільшення перерізу осердя і, відповідно, потужності трансформатора. Для уникнення цих факторів первинні обмотки трансформатора необхідно з'єднувати за схемою «трикутник».

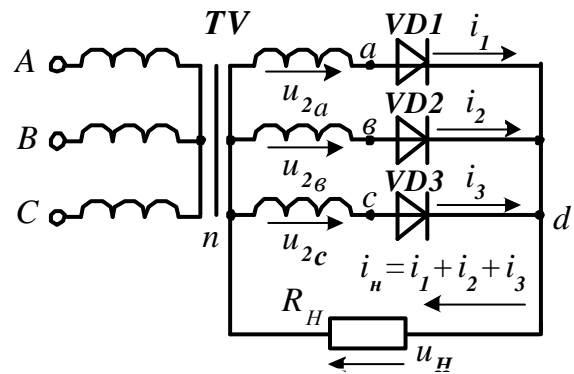


Рисунок 2.6 – Трифазна схема з нульовим виводом

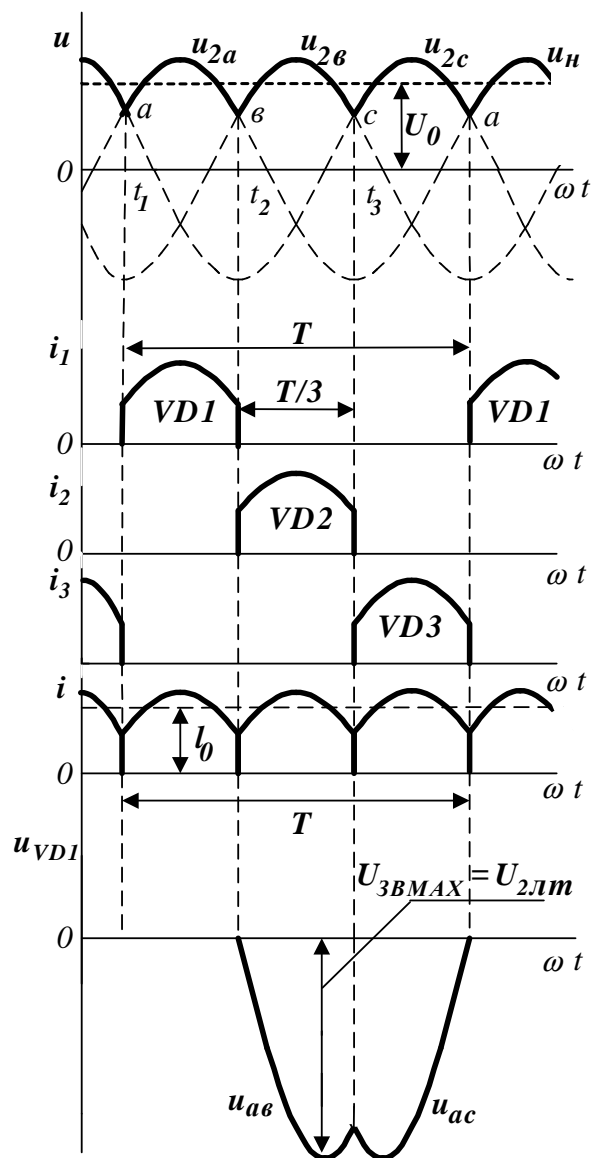


Рисунок 2.7 – Діаграми роботи трифазної схеми з нульовим виводом



Трифазна мостова схема випрямлення. Містить (рис. 2.8) дві послідовно з'єднані (узгоджено) з боку постійного струму вентильні групи: катодну  $VD1, VD2, VD3$  і анодну  $VD4, VD5, VD6$ . З боку змінного струму ці групи з'єднані паралельно (живляться від однакових фаз змінного струму). Легко переконатись, що кожна з них повторює роботу трифазної схеми з нульовим виводом (рис. 2.7), навантаження при цьому ввімкнено між затискачами  $d$  та  $e$ , тобто напруга на ньому

$$u_H = \psi_d - \psi_e. \quad (2.3)$$

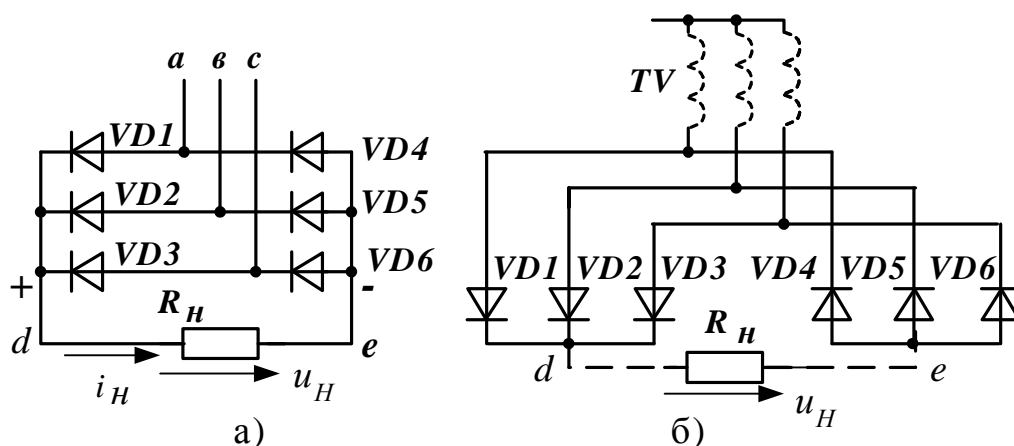


Рисунок 2.8 – Трифазна мостова схема випрямлення  
а) схема принципова; б) еквівалентна схема

Катодна група працює так, як показано вище для нульової схеми, тобто потенціал точки  $d$  змінюється за позитивною обвідною кривою фазних напруг (рис. 2.7 і рис. 2.9). Анодна група ( $VD4, VD5, VD6$ ) працює аналогічно катодній, так, на відрізку  $a'b'$  (рис. 2.9) напруга  $u_a$  найбільш від'ємна і відкрито діод  $VD4$ . При цьому потенціал точки  $e - \psi_e$  змінюється за негативною ділянкою  $u_a$  між точками  $a', b'$ . Діоди  $VD5$  і  $VD6$  при цьому закриті, тому що напруги на їхніх катодах (точки  $b$  і  $c$  схеми) вищі, ніж на анодах (точка  $e$  схеми). На відрізку  $b'c'$  відкрито діод  $VD5$ , а  $VD6$  і  $VD4$  закриті тощо.

Таким чином, потенціал точки  $e$  змінюється за негативною обвідною кривою фазної напруги (рис. 2.9). Середнє значення випрямленої напруги для катодної і анодної груп визначається як і у нульовій схемі випрямлення (табл. 2.1). За їхнім послідовним узгодженням з'єднанням з боку постійного струму отримуємо вихідну напругу у 2 рази більшу, ніж її значення для нульової схеми випрямлення (табл. 2.1). Миттєве значення  $u_H$  визначається згідно з (2.3) і змінюється за обвідною лінійної напруги (рис. 2.9). Так, на відрізку  $ac'$   $\psi_d = u_a$ ,  $\psi_e = u_b$ , тобто  $u_H = (u_a - u_b) = u_{ab}$ ; на відрізку  $c'b$   $u_H = u_{ac}$  і т.д.

Струм  $i_H = u_H / R_H$  за формою повторює криву вихідної напруги і в кожному мить часу проходить крізь пару діодів (один із катодної, другий з анодної груп), що характерно для мостових схем. При цьому кожний з діодів проводить струм лише третину періоду.

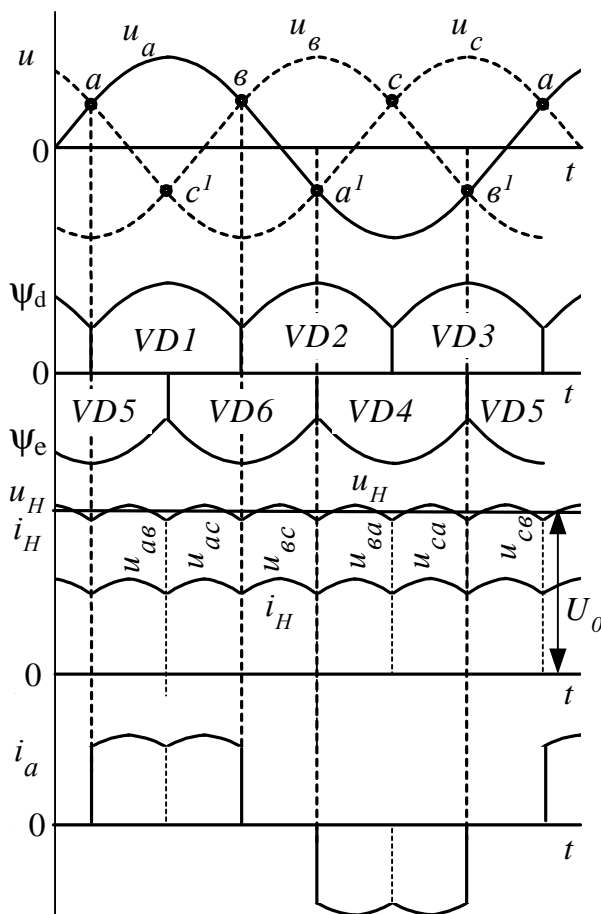


Рисунок 2.9 – Діаграми роботи трифазного мостового випрямляча

Струм, що споживається з мережі, наприклад, у фазі  $a$  ( $i_a$ ) формується з струму навантаження у разі вмикання діоду  $VD1$  (позитивна напівхвиля) і  $VD4$  (негативна напівхвиля).

Відзначимо, що у трифазних схемах випрямлення струм навантаження безперервний і формується по черговим підключенням до різних фаз мережі змінного струму. Таким чином, комутація зводиться до перемикання струму з одної гілки кола до іншої. У реальній схемі випрямляча з урахуванням індуктивності кола змінного струму процес комутації займає певний час і суттєво впливає на випрямлену напругу.

**Порівняння схем і області використання.** Вибір схеми випрямлення для конкретних умов є достатньо складним завданням і передбачає врахування цілої низки факторів. Для зручності порівняння розглянутих вище схем випрямлення їхні показники об'єднані в таблиці 2.1. Так, з точки зору забезпечення найменших пульсацій напруги на виході перевагу має трифазна мостова

схема випрямлення ( $K_{II} = 0,057$ ). Вона використовується практично без фільтра, що особливо важливо для потужних приймачів. Тому мостова схема, незважаючи на велику кількість діодів, є основною для живлення двигунів постійного струму та інших потужних промислових приймачів. Проте може використовуватися і однофазна мостова схема, наприклад, на електровозах, де мережа однофазна.

Для малопотужних приймачів, де проблема згладжування пульсацій вирішується достатньо просто, або зовсім не стає, використовуються переважно схеми з мінімальною кількістю діодів. Наприклад, з потужностями до 10 Вт, у зарядних пристроях та ін., використовується однонапівперіодна схема.

Важливим показником для обирання схеми є зворотна напруга. Так, за високих значень напруги  $U_2$  мостова однофазна схема має переваги порівняно з нульовою, хоча з однаковими  $U_{CP}$  і  $K_{II}$  має більшу кількість діодів, тому, що можна використати діоди з удвічі меншою напругою  $U_{ЗВМАХ}$ .

Таблиця 2.1 – Основні параметри некерованих випрямлячів під час роботи на активне навантаження

Параметри	Схеми випрямлення				
	однофазні			трифазні	
	одноріч- періодна	дворічперіодні		з нульовим виводом	мостова
		з нульовим виводом	мостова		
Середнє значення випрямленої напруги, $U_{CP}=U_d$	$0,45 \cdot U_2$ $0,318 \cdot U_{2m}$	$0,9 \cdot U_2$ $0,636 \cdot U_{2m}$	$0,9 \cdot U_2$ $0,636 \cdot U_{2m}$	$1,17 \cdot U_{2\phi}$ $0,83 \cdot U_{2\phi m}$	$2,34 \cdot U_{2\phi}$ $1,66 \cdot U_{2\phi m}$
Коефіцієнт перетворення за напругою, $K_H=U_d/U_2$	0,45	0,9	0,9	1,17	2,34
Кількість діодів	1	2	4	3	6
Середнє значення струму діода, $I_{VDCP}$	$I_{HCP}$	$0,5 \cdot I_{HCP}$	$0,5 \cdot I_{HCP}$	$I_{HCP}/3$	$I_{HCP}/3$
$I_2/I_{CP}$	$\pi/2$	0,785	1,11	0,577	0,817
Максимальна зворотна напруга на діоді, $U_{3BMAX}$	$\pi \cdot U_{cp}$ $U_{2m}$	$\pi \cdot U_{cp}$ $2U_{2m}$	$1,57 \cdot U_{cp}$ $U_{2m}$	$2,09 \cdot U_{cp}$ $U_{2\phi m}$	$1,05 \cdot U_{cp}$ $U_{2\phi m}$
Кількість пульсацій випрямленої напруги, $m$	1	2	2	3	6
Частота першої гармоніки ( $f = 50m$ ), Гц	50	100	100	150	300
Коефіцієнт пульсацій напруги, $K_{\Pi\Pi}$	1,57	0,667	0,667	0,25	0,057
Потужність трансформатора $S_T/P_d$ ( $P_d=U_d I_d=U_{CP} I_{CP}$ )	3,09	1,48	1,23	1,35	1,05
Можливе використання без трансформатора	так	ні	так	лише в мережах із нульовим виводом.	так

**Приклад 2.1.** Для живлення приймача постійного струму з  $U_{НОМ}=12$  В,  $I_{НОМ}=1$  А від джерела змінного струму  $U_1=220$  В використовується випрямляч за схемою на рисунку 2.5, а. Визначити параметри діодів і коефіцієнт трансформації трансформатора  $TV$ .

**Розв’язання.** Поклавши значення  $U_{НОМ}=U_{CP}=12$  В і  $I_{НОМ}=I_{CP}=1$  А, знайдемо значення  $U_2$  згідно з таблицею 2.1.  $U_2 = U_{CP}/0,9 = 12/0,9 = 13,3$  В.

Коефіцієнт трансформації  $n = U_1/U_2 = 220/13,3 = 16,54$ .

Максимальне значення зворотної напруги на діодах (табл.2.1)

$$U_{3BMAX}=U_{2m}=\sqrt{2} \cdot U_2 = \sqrt{2} \cdot 13,3 = 18,8 \text{ В.}$$

Середнє значення струму крізь діод  $I_{VDCP} = I_{HCP}/2 = 1/2 = 0,5$  А.

Згідно з цим слід обирати діоди з

$$I_{ПРMAX} \geq K_3 \cdot I_{VDCP} = 1,3 \cdot 0,5 = 0,65 \text{ А;}$$

$$U_{3BMAX} \geq K_3 \cdot U_{2m} = 1,3 \cdot 18,8 = 24,48 \text{ В.}$$

### 2.1.3 Гармонійний склад випрямленої напруги. Згладжувальні фільтри

Випрямлена напруга ( $u_B$ ) на виході випрямляча має пульсації і відображається періодичною несинусоїдальною функцією, що може бути подана як сума гармонійних складових (ряд Фур'є). Кількість пульсацій за період напруги мережі  $m$  (ціле число  $m=1, 2, 3, 6, 12, \dots$ ), таким чином, частоти гармонійних складових  $\omega_k$  мають кратність  $k=im$  ( $i=1, 2, 3, \dots$ ) до основної гармоніки  $\omega$ .

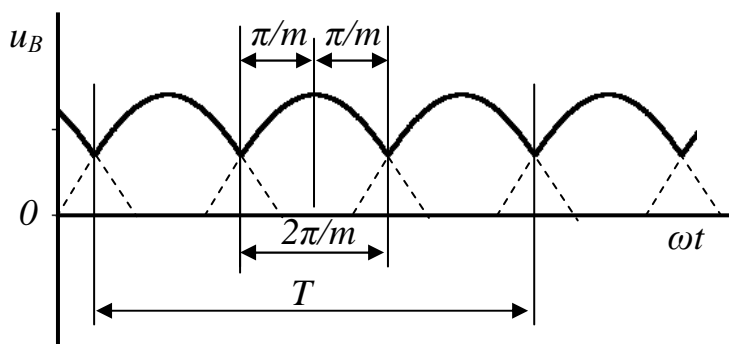


Рисунок 2.10 – Пульсації випрямленої напруги

Діаграма випрямленої напруги для трифазної нульової схеми ( $m=3$ ) подана на рисунку 2.10. Перша у розкладанні напруги  $u_B$  гармоніка має кратність  $k=m=3$ . Амплітуда гармонійної складової з кратністю  $k$  визначається згідно з [13]

$$U_{m(k)} = \sqrt{(U_{m(k)}^1)^2 + (U_{m(k)}^{11})^2},$$

де  $U_{m(k)}^1$  і  $U_{m(k)}^{11}$  – амплітуди відповідно синусного та косинусного рядів.

Їх значення визначаються як:

$$U_{m(k)}^1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_B \sin(k\omega t) d\omega t = \frac{m}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m}} U_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{m}) \sin(k\omega t) d\omega t,$$

$$U_{m(k)}^{11} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_B \cos(k\omega t) d\omega t = \frac{m}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{m}} U_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{m}) \cos(k\omega t) d\omega t,$$

де  $U_m$  – амплітуда випрямленої напруги, що дорівнює амплітуді фазної напруги на вході випрямляча, відлік часу при перетворенні загального виразу здійснюється для інтервалу, що виділений на рисунку 2.10.

Отже, для  $m>1$  (за винятком однонапівперіодної схеми) отримуємо

$$U_{m(k)} = 2\left(\frac{m}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m}\right) \frac{1}{k^2 - 1} = 2U_d \frac{1}{k^2 - 1}. \quad (2.4)$$

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги

$$K_{\Pi} = \frac{U_{m(k)}}{U_d} = \frac{2}{k^2 - 1}. \quad (2.5)$$

Значення  $K_{\Pi}$  для основних схем випрямлення подані у таблиці 2.1.

Варто зазначити, що оскільки  $k=i \cdot m$  покращення якості випрямлення досягається збільшенням кількості фаз вхідної напруги випрямляча  $m$ , що не завжди доцільно і можливо (наприклад, у однофазній мережі). Покращення гармонійного складу досягається використанням згладжувальних фільтрів.

**Згладжувальні фільтри.** Призначення фільтра полягає в тому, щоб, пропустивши на вихід постійну складову випрямленої напруги, максимально послабити змінну складову. Якість згладжування фільтра оцінюється **коефіцієнтом згладжування**, який прийнято визначати відношенням коефіцієнта пульсацій  $K_{ПВХ}$  на вході фільтра (виході випрямляча) до коефіцієнта пульсацій на його виході  $K_{ПВИХ}$  для тієї ж гармоніки напруги

$$q = \frac{K_{ПВХ}}{K_{ПВИХ}} = \frac{U_{m(k)вх}}{U_{d(вх)}} \cdot \frac{U_{d(вих)}}{U_{m(k)вих}}.$$

Якщо нехтувати змінюванням постійної складової напруги  $U_{d(вх)}=U_{d(вих)}$

$$q = \frac{K_{ПВХ}}{K_{ПВИХ}} = \frac{U_{m(k)вх}}{U_{m(k)вих}}. \quad (2.6)$$

Дія згладжувальних фільтрів (рис. 2.11) заснована на використанні в колі реактивних індуктивного  $L$  і ємнісного  $C$  елементів, що здатні з вмиканням до джерела накопичувати енергію, та віддавати її в навантаження із зменшенням (припиненням) надходження енергії від джерела. Цим забезпечується рівномірність надходження енергії в навантаження.

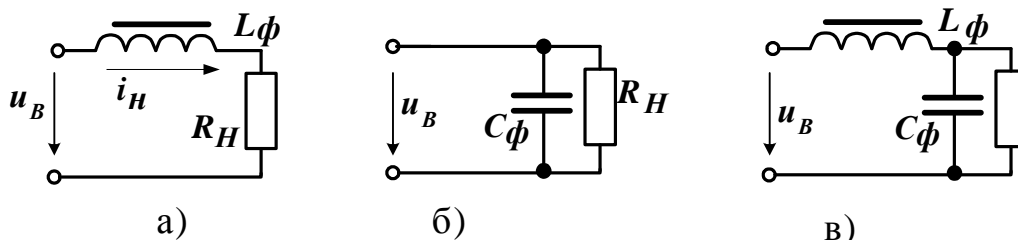


Рисунок 2.11– Згладжувальні фільтри:

а) – індуктивний; б) – ємнісний; в) – комбінований

Для потужних приймачів при значних струмах навантаження і  $m \geq 2$  звичайно використовують індуктивний фільтр (згладжувальний реактор (дросель))  $L_\phi$ , який вмикається послідовно з навантаженням (рис. 2.11, а). Згладжувальний реактор це індуктивна котушка з феромагнітним осердям, що має немагнітний проміжок. Останній необхідний, щоб зсунути зону насичення магнітного кола в область струмів більших за робочий струм. Цим забезпечується постійність індуктивності у зоні робочих струмів.

Діаграми роботи двонапівперіодного випрямляча з індуктивним фільтром подані на рисунку 2.12. Напруга і струм навантаження згладжені. Різниця між  $u_B$  і  $u_H$ , що обумовлена змінними складовими виділяється на дроселі  $u_L = u_B - u_H$ .

Індуктивний опір фільтра  $X_L = \omega L_\phi$  є пропорційним частоті, тобто дорівнює 0 для постійного струму і збільшується у разі зростання частоти струму. Амплітуда відповідної гармоніки струму навантаження  $i_H$  (рис. 2.11, а)

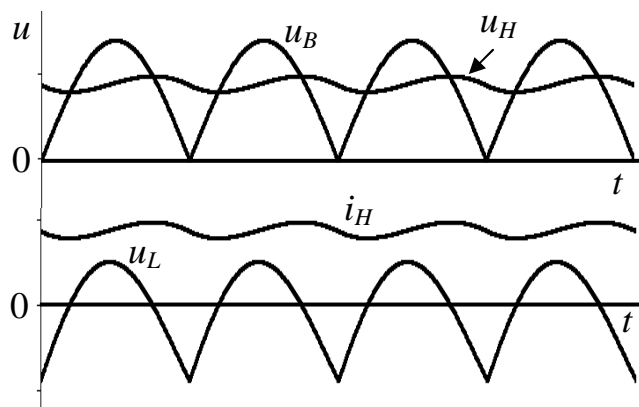


Рисунок 2.12 – Діаграми роботи двонапівперіодного випрямляча з індуктивним фільтром

Звідси індуктивність фільтра

$$L_{\Phi} = \frac{R_H}{k\omega} \sqrt{q^2 - 1} . \quad (2.9)$$

Найбільшу амплітуду має гармоніка найнижчої частоти, тобто коли  $k = m$ .

**Ємнісний фільтр.** Це конденсатор  $C$ , що вмикається паралельно навантаженню (рис. 2.11, б). Принцип згладжування також можна з'ясувати виходячи з того, що ємнісний опір  $X_C = 1/\omega C$ . За умовою, що  $X_C \ll R_H$ , постійна складова струму ( $\omega = 0$ ,  $X_C = \infty$ ) надходить до навантаження без перешкод, у той час як змінні складові замикаються крізь конденсатор, оминаючи навантаження.

Проте ємнісне навантаження суттєво впливає на режим роботи випрямляча (про що мова йде у п. 2.2.3). Це надає деякі особливості розрахунку ємності фільтра. Для прикладу, розглянемо роботу схеми однонапівперіодного випрямляча (рис. 2.13) з ємнісним фільтром.

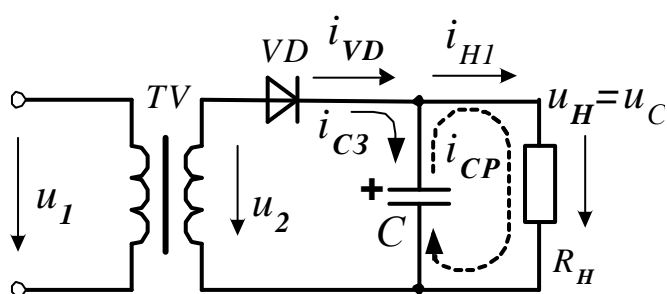


Рисунок 2.13 – Схема однонапівперіодного випрямляча з ємнісним фільтром

Якщо напруга  $u_2$  зростає (рис. 2.14) і більша за напругу на конденсаторі  $u_C$  (інтервали  $(0 - t_1)$ ,  $(t_2 - t_3)$  на рис. 2.14) діод  $VD$  відкрито – струм  $i_{VD}$  надходить на навантаження  $i_{HI}$  та на конденсатор – струм заряджання  $i_{C3}$ . Конденсатор заряджається до значення  $U_C \approx U_{2m}$ . Енергія при цьому накопичується в ньому.

Починаючи з моменту  $t_1$  напруга  $u_2$  зменшується і  $u_C > u_2$  унаслідок чого діод закривається зворотною напругою з боку конденсатора (+ на верхній обкладці конденсатора – рис. 2.13) Навантаження і конденсатор відключено від джерела – конденсатор розряджається на навантаження (струм  $i_{CP}$ ) – віддає йому накопичену енергію і підтримує в ньому струм незмінного напрямку (стала часу розряджання  $\tau = R_H C$ ). При цьому струм

$$I_{Hm(k)} = \frac{U_{m(k)ex}}{\sqrt{R_H^2 + (k\omega L_{\Phi})^2}} , \quad (2.7)$$

де  $U_{m(k)ex}$  – амплітуда гармоніки напруги на вході фільтра (виході випрямляча).

Амплітуда відповідної гармоніки напруги на навантаженні  $U_{Hm(k)} = U_{m(k)ex} = I_{Hm(k)} R_H$ . Коефіцієнт згладжування згідно з (2.6)

$$q = \frac{\sqrt{R_H^2 + (k\omega L_{\Phi})^2}}{R_H} . \quad (2.8)$$

на навантаження  $R_H$  надходить безперервно, пульсації випрямленої напруги ( $u_H = u_C$ ) значно зменшуються. Пульсації тим менші, чим менший струм навантаження – більше  $R_H$  (конденсатор повільніше розряджається).

У випадку  $R_H = \infty$  (режим холостого ходу) напруга  $U_C = U_H = U_{2m}$  ідеально згладжена (рис. 2.14), коефіцієнт пульсацій  $K_{\Pi} = 0$ . Зовнішня характеристика випрямляча з фільтром наведена на рисунку 2.15 (крива – 2).

З порівняння зовнішніх характеристик випрямляча з ємнісним фільтром (характеристика – 2) і без нього (характеристика – 1) виходить, що ефективність фільтра із зростанням навантаження знижується. За великих струмів краще згладжування досягається збільшенням ємності  $C$  фільтра (характеристика – 3).

Ємність конденсатора  $C$  у першому наближенні можна розрахувати у такий спосіб (зважаємо лише першу гармоніку випрямленої напруги). Якщо нехтувати часом заряджання конденсатора [4] від мережі (інтервал часу ( $t_2 - t_3$ ) на рис. 2. 14) заряд, що передається від нього у навантаження при струмі навантаження  $I_H = I_d$  становить  $\Delta q = I_d \cdot t_p = I_d \cdot T$  ( $t_p$  – час розряджання), оскільки  $T = 2\pi/\omega$ , отримуємо  $\Delta q = (I_d \cdot 2\pi)/\omega$ . З іншого боку цей заряд  $\Delta q = C \cdot \Delta u_d$ , де  $\Delta u_d$  – спадання напруги на інтервалі розряджання конденсатора, що дорівнює подвійній амплітуді 1-ї гармоніки випрямленої напруги  $\Delta u_d = 2K_{\Pi} \cdot U_d$  ( $K_{\Pi}$  – коефіцієнт пульсацій). Звідси

$$C = \frac{I_d \cdot \pi}{\omega \cdot K_{\Pi} \cdot U_d} = \frac{\pi}{\omega \cdot K_{\Pi} \cdot R_H}.$$

Для двонапівперіодних схем випрямлення враховуємо другу гармоніку ( $t_p = T/2$ ), відповідно

$$C = \frac{I_d \cdot \pi}{2 \cdot \omega \cdot K_{\Pi} \cdot U_d} = \frac{\pi}{2 \cdot \omega \cdot K_{\Pi} \cdot R_H}.$$

Оскільки час заряджання конденсатора не враховано, значення його ємності дещо завищено (у 1,2 – 1,3 рази).

Для трифазної нульової схеми  $C = \frac{I_d}{3 \cdot \omega \cdot K_{\Pi} \cdot U_d}$ , для трифазної мостової

$$C = \frac{I_d}{6 \cdot \omega \cdot K_{\Pi} \cdot U_d}.$$

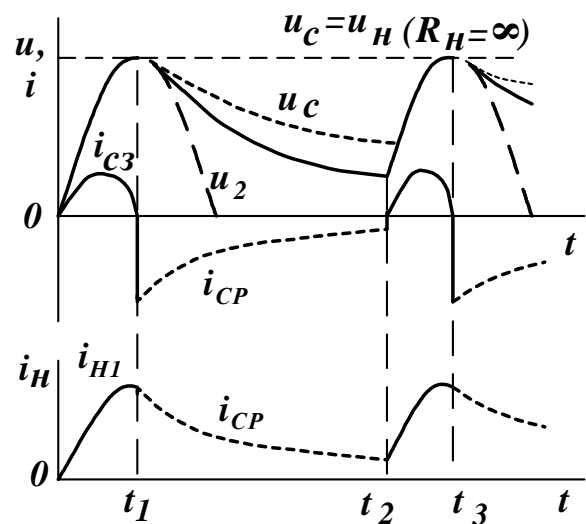


Рисунок 2.14 – Діаграми роботи однонапівперіодного випрямляча з ємнісним фільтром

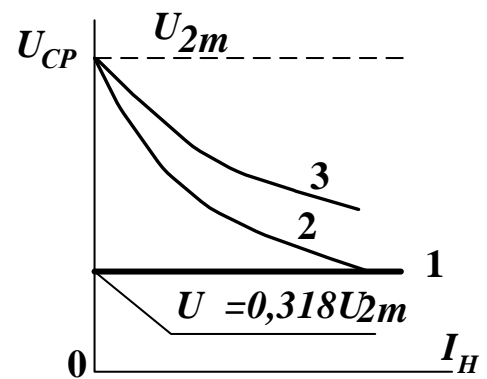


Рисунок 2.15 – Зовнішні характеристики однонапівперіодної схеми випрямлення

Варто зазначити, що в реальних схемах з урахуванням індуктивного та активного опорів вхідних кіл випрямлячів коефіцієнт пульсацій зменшується.

**Комбіновані фільтри.** Для поліпшення згладжування використовують комбіновані  $LC$  ( $RC$ ) фільтри (рис. 2.11, в). Методика їх розрахунку подана у [21].

**Приклад 2.2.** Розрахувати індуктивний та ємнісний фільтри для однофазного мостового випрямляча, що отримує живлення безпосередньо від мережі з напругою  $U=220$  В при опорі навантаження  $R_H=50$  Ом. Коефіцієнт пульсацій напруги навантаження  $K_{\Pi H}=0,2$ . Як зміниться ефективність фільтрів, якщо навантаження збільшиться вдвічі ( $R_H=25$  Ом).

**Розв'язання.** Середнє значення випрямленої напруги для однофазної мостової схеми випрямлення становить (табл.2.1)  $U_d = 0,9U = 0,9 \cdot 220 = 198$  В.

За двох пульсацій за період ( $m=2$ ) кратність гармонік напруги  $k=im=2i$ . Найбільша з гармонік має кратність  $k=2$ .

Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги згідно (2.5)  $K_{\Pi}=2/(2^2-1)=0,667$ .

*Індуктивний фільтр.* Коефіцієнт згладжування фільтра становить

$$q = \frac{K_{\Pi}}{K_{\Pi H}} = \frac{0,667}{0,2} = 3,335.$$

Індуктивність фільтра згідно з (2.9)

$$L_{\phi} = \frac{R_H}{k\omega} \sqrt{q^2 - 1} = \frac{50}{2 \cdot 314} \sqrt{3,335^2 - 1} = 0,253 \text{ Гн}.$$

При зменшенні опорів навантаження вдвічі коефіцієнт згладжування фільтра становить згідно з (2.8)

$$q = \frac{\sqrt{R_H^2 + (k\omega L_{\phi})^2}}{R_H} = \frac{\sqrt{25^2 + (2 \cdot 314 \cdot 0,253)^2}}{25} = 6,43.$$

Таким чином, фільтр стає більш ефективним майже вдвічі.

*Ємнісний фільтр.* Ємність конденсатора фільтра

$$C = \frac{I_d \pi}{2\omega K_{\Pi H} U_d} = \frac{\pi}{2\omega K_{\Pi H} R_H} = \frac{\pi}{2 \cdot 314 \cdot 0,2 \cdot 50} = 500 \text{ мкФ}.$$

Якщо опір навантаження зменшиться вдвічі, то коефіцієнт пульсацій на навантаженні збільшиться вдвічі і становить  $K_{\Pi H}=0,4$ , тобто ємнісний фільтр із зростанням навантаження стає неефективним.

## 2.2 Особливості роботи випрямлячів на різне навантаження.

### Гармонійний склад вхідного струму

У попередньому підрозділі розглянуті основні схеми випрямлення та їх робота на активне навантаження з позиції формування вихідної напруги. Проте робота випрямляча на різне навантаження має свої особливості. За великих потужностей суттєвим є вплив випрямляча на мережу змінного струму, як нелінійного навантаження, що поряд з споживанням реактивного струму є джерелом вищих гармонік.

Отже розглянемо основні особливості роботи на різне навантаження мостових схем випрямлячів як найбільш розповсюджених. При цьому струм, що



споживається від мережі змінного струму, є несинусоїдальним і його гармонійний склад значною мірою визначається характером навантаження.

### 2.2.1 Робота на активне навантаження

*Однофазна мостова схема випрямлення* (п. 2.1.2). Діаграми напруги і струмів подані на рисунку 2.16. Позитивна напівхвиля формується при вмиканні пари діодів  $VD1, VD4$ , негативна при вмиканні  $VD2, VD3$ . Таким чином, напруга і струм на вході збігаються за фазою ( $\varphi=0$ ) і мають синусоїдальну форму, тому  $\cos\varphi=1$ ,  $P=S$ ,  $\chi=1$ .

*Трифазна мостова схема випрямлення*. Струм і напруга на виході випрямляча співпадають за формою, проте вхідний струм несинусоїдальний (рис. 2.17) і споживається протягом лише  $2/3$  періоду напруги мережі. У таблиці 2.2 подано спектр струму за активного навантаження ( $k$  – порядок гармоніки  $I_{(k)}$  та її значення по відношенню до основної гармоніки  $I_{(1)}$  с частотою мережі). Амплітуда 1-ї гармоніки  $I_{m(1)}=4I_m\sqrt{3}/2\pi$ .

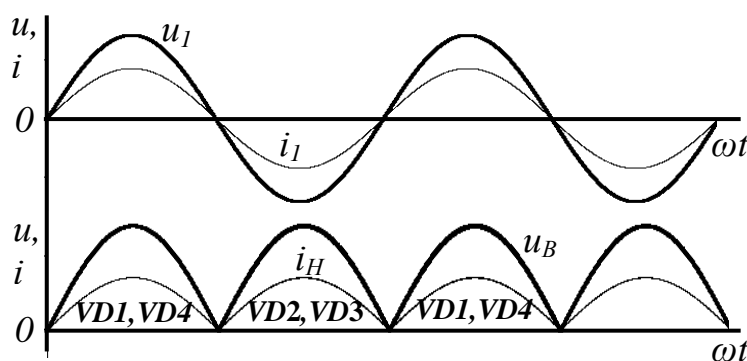


Рисунок 2.16 – Діаграми роботи однофазного випрямляча з активним навантаженням

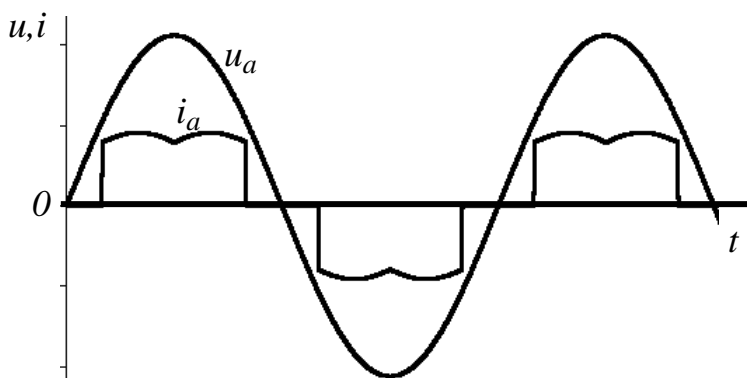


Рисунок 2.17 – Діаграми напруги і струму на вході трифазного мостового випрямляча з активним навантаженням

Таблиця 2.2 – Відносне значення гармонік струму

$k$	5	7	11	13
$I_k/I_{(1)}, \%$	21,8	5,6	4,8	1,4

Отже значення гармонік струму значно перевищують припустимі згідно стандарту значення – див. таблицю 1.7.

### 2.2.2 Робота на активно-індуктивне навантаження

За активно-індуктивного навантаження і припущення, що струм навантаження ідеально згладжений  $i_H=I_{cp}=I_d$ , струм на вході випрямляча буде мати прямокутну форму. Амплітуда його  $I_m$  дорівнює  $I_d$ .

Для однофазної мостової схеми ( $m=2$ ) тривалість обох напівхвиль вхідного струму однакова (рис. 2.18) і складає половину періоду –  $\pi$ . Цьому відповідає стандартне розкладання в ряд Фур'є:

$$I_1(\omega t) = 4I_m/\pi(\sin\omega t + 1/3 \sin 3\omega t + 1/5 \sin 5\omega t + \dots + 1/k \sin k\omega t) \dots \quad (2.10)$$

Вираз (2.10) можна перетворити до вигляду:

$$i_1(\omega t) = I_{1m(1)} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{2i+1} \sin(2i+1)\omega t, \quad (2.11)$$

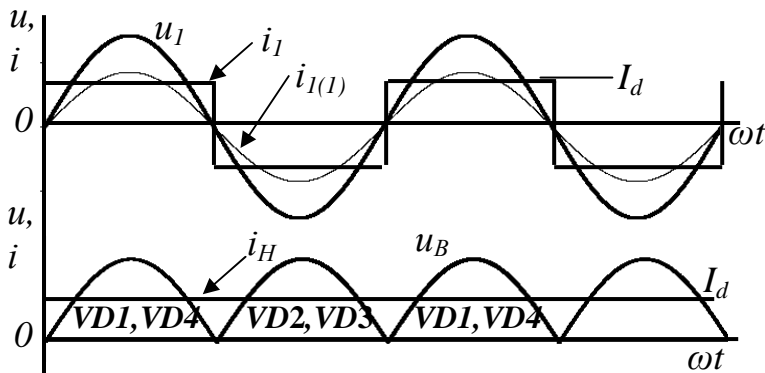


Рисунок 2.18 – Діаграми роботи випрямляча з активно-індуктивним навантаженням

де  $I_{1m(1)} = 4I_m/\pi$  – амплітуда першої гармоніки,  $i=0, 1, 2, \dots$ . При цьому вищі гармоніки з непарною кратністю  $k=2i+1$  мають амплітуду

$$I_{m(k)} = \frac{I_{m(1)}}{k}.$$

Діюче значення струму  $I_I = I_m$ . Діюче значення першої гармоніки струму

$$I_{1(1)} = \frac{I_{1m(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{4I_m}{\pi\sqrt{2}}.$$

Коефіцієнт спотворення струму  $\nu = \frac{I_{1(1)}}{I_1} = 0,9$ .

Трифазна мостова ( $m=6$ ) – струм прямокутний (рис. 2.19), проте тривалість імпульсів, що відповідають позитивній і негативній напівхвилям становить  $\alpha\pi = 2\pi/3$  ( $\alpha=2/3$ ), чому відповідає стандартне розкладання в ряд Фур'є

$$\begin{aligned} i(\omega t) &= 4I_m/\pi[\sin(\alpha\pi/2)\cos\omega t + 1/3 \sin(3\alpha\pi/2)\cos 3\omega t + 1/5 \sin(5\alpha\pi/2)\cos 5\omega t + \dots] = \\ &= 4I_m/\pi[\sin(\pi/3)\cos\omega t + 1/3 \sin(3\pi/3)\cos 3\omega t + 1/5 \sin(5\pi/3)\cos 5\omega t + \dots] = \\ &= 4I_m\sqrt{3}/2\pi [\cos\omega t - 1/5 \cos 5\omega t + 1/7 \cos 7\omega t + \dots]. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Вираз (2.12) можна перетворити до вигляду

$$i(\omega t) = I_{m(1)} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{6i \pm 1} \cos(6i \pm 1)\omega t, \quad (2.13)$$

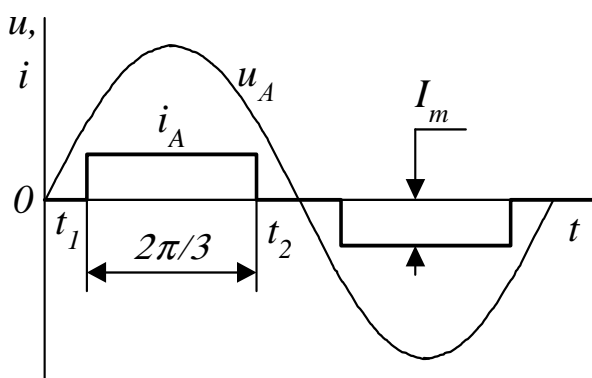


Рисунок 2.19 – Вхідний струм трифазного мостового випрямляча

де  $I_{m(1)} = 4I_m\sqrt{3}/2\pi$  – амплітуда першої гармоніки, за кратністю  $k=6i-1$  складові мають знак мінус. При цьому гармоніки з кратністю  $k=6i \pm 1$  мають амплітуду  $I_{m(k)} = \frac{I_{m(1)}}{k}$ . Кратність гармонік здебільшого визначається кількістю пульсацій  $m$  випрямленої напруги за період  $k=mi \pm 1$ .

Діюче значення вхідного струму згідно з рисунком 2.19

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_m^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} I_m^2 \frac{2\pi}{3}} = I_m \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}. \quad (2.14)$$

Цей вираз можна використати для визначення діючого значення функції, що має прямокутну форму з тривалістю напівхвилі  $\frac{2\pi}{m}$  і амплітуду  $I_m$

$$I = I_m \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{m}}. \quad (2.15)$$

Діюче значення першої гармоніки вхідного струму

$$I_{(1)} = \frac{I_{m(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{4\sqrt{3}I_m}{2\sqrt{2}\pi}. \quad (2.16)$$

Коефіцієнт спотворення струму  $\nu = \frac{I_{(1)}}{I} = \frac{3}{\pi} = 0,955$ .

*Трифазна нульова схема ( $m = 3$ ).* Вхідний фазний струм має прямокутну форму за тієї ж тривалості і амплітуди ( $I_m = I_d$ ), що і для мостової схеми (рис. 2.19), проте існує тільки для позитивної напівхвилі напруги мережі. Діюче

значення струму  $I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_m^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} I_m^2 \frac{2\pi}{3}} = \frac{I_m}{\sqrt{3}}.$

Амплітуда і діюче значення першої гармоніки вхідного струму

$$I_{m(1)} = \frac{\sqrt{3}I_m}{\pi}, \quad I_{(1)} = \frac{\sqrt{3}I_m}{\sqrt{2}\pi}.$$

Коефіцієнт спотворення

$$\nu = \frac{I_{(1)}}{I} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} = 0,675.$$

За наявності трансформатора на вході випрямляча вираз для визначення діючого значення струму первинної обмотки дещо змінюється за незмінної амплітуди 1-ї гармоніки.

Згідно з [21]  $I_{1\phi} = \frac{\sqrt{2}I_m}{3n} = 0,471 \frac{I_m}{n}$ . При

цьому  $I_{(1)} = \frac{\sqrt{3}I_m}{\sqrt{2}\pi}, \quad I_{2\phi} = \frac{I_m}{\sqrt{3}},$

$$\nu = \frac{I_{(1)}}{I} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,827.$$

**Вплив процесів комутації на вхідний струм.** Наявність індуктивності у вхідних колах випрямлячів

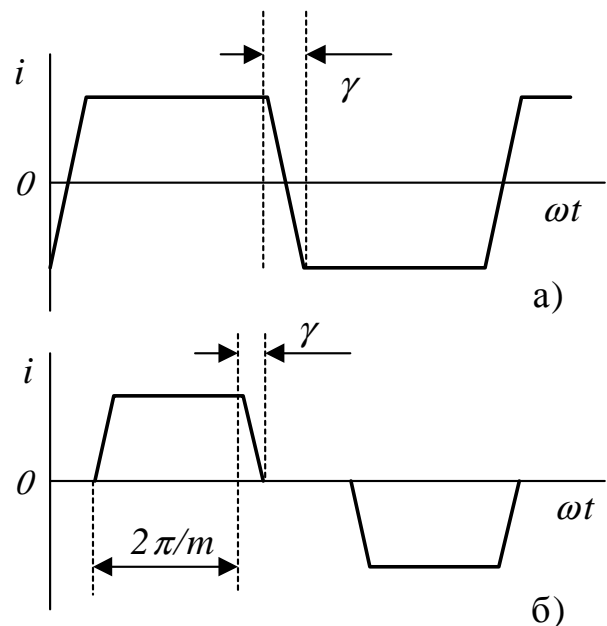


Рисунок 2.20 – Форма вхідного струму випрямляча з  $L_H = \infty$ :  
а) – однофазна мостова схема;  
б) – трифазна мостова схема

призводить до появи у кривій вхідного струму інтервалів комутації (рис. 2.20), де струм змінюється не стрибком, а плавно. Це сприяє покращенню його гармонійного складу.

Звичайно для спрощення аналізу вважають, що струм на інтервалі комутації змінюється за лінійним законом. Відтоді для діючого значення вхідного струму однофазної мостової схеми випрямлення при припущенні, що  $L_H = \infty$  (випрямлений струм ідеально згладжений) маємо вираз [15]

$$I_{1\gamma} = I_1 \sqrt{1 - \frac{2}{3}\gamma}. \quad (2.17)$$

У разі трифазної мостової схеми

$$I_{1\gamma} = I_1 \sqrt{1 - \frac{\gamma}{2\pi}}. \quad (2.18)$$

Варто зазначити, що комутація, покращуючи форму вхідного струму, сприяє і зменшенню потужності трансформатора на вході випрямляча [15].

### 2.2.3 Робота випрямляча з вихідним ємнісним фільтром

Аналіз роботи випрямляча з вихідним ємнісним фільтром з урахуванням усіх параметрів реальної схеми є достатньо складним завданням. Безпосереднє рішення рівнянь дозволяє визначити миттєве значення струмів у схемі в кожному конкретному випадку, але одержання аналітичних залежностей для аналізу є скрутною задачею. Тому звичайно використовують припущення, що ємність конденсатору достатньо велика, щоб вважати вихідну напругу випрямляча  $U_d$  ідеально згладженою. Такий режим аналогічний роботі випрямляча на проти - ЕРС ( $E = U_{CP} = U_d = U_C$ ). Однак це припущення не завжди прийнятне. Це стосується визначення гармонійного складу вихідного струму випрямляча і ємності фільтру. Суттєвий вплив на процеси у схемі випрямляча мають параметри вхідного кола – мережі (трансформатору) і діодів. Реальна мережа змінного струму характеризується індуктивним и активним опорами, при цьому у малопотужних колах превалює активний опір, у потужних реактивний. Для спрощення аналізу у подальшому будемо враховувати лише один параметр.

#### 2.2.3.1 Вхідне коло з активним опором

Аналіз вхідного струму випрямляча за умовою, що індуктивність вхідного кола дорівнює нулю. Враховується лише активний опір вхідного кола  $R$  (трансформатора і діодів). Розгляд почнемо з однонапівперіодної схеми. Струм з мережі (рис. 2.21, а) споживається на інтервалах заряджання конденсатора, коли  $u_2 > U_C$  (відкриті діоди випрямляча) і визначається виразом

$$i = (u_2 - U_C) / R = U_{2m}(\cos\omega t - \cos\theta) / R, \quad (2.19)$$

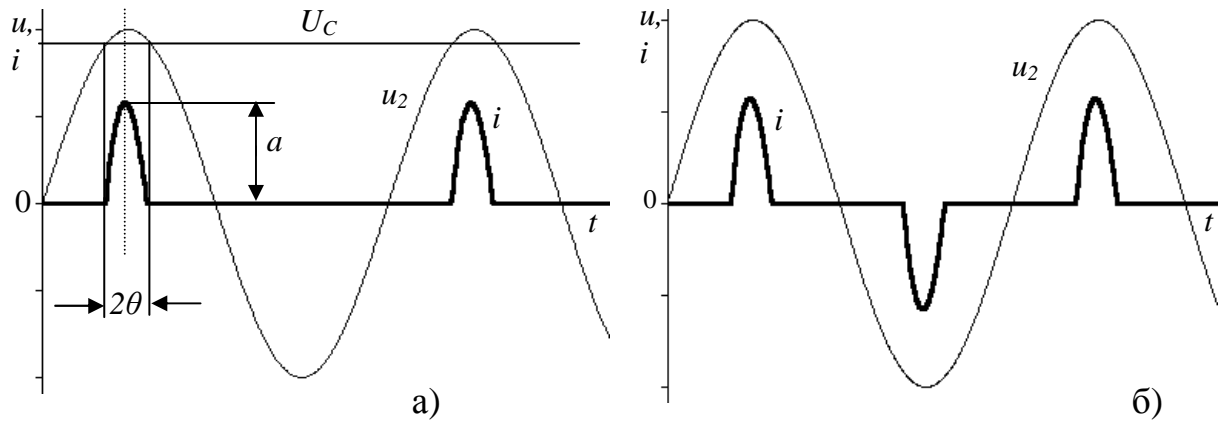


Рисунок 2.21 – Напруга та вхідний струм однофазного випрямляча:  
а) однонапівперіодна схема; б) – мостова схема

де  $u_2 = U_{2m} \cos \omega t$  і  $U_C = U_{2m} \cos \theta$ , кут відсічення  $\theta$  – половина інтервалу часу, протягом якого через діоди протікає струм.

Пульсуючий вхідний струм розподіляється за паралельними гілками, що утворені навантаженням і конденсатором, у такий спосіб: змінна складова проходить через конденсатор, а постійна складова – через навантаження.

Таким чином, струм у навантаженні  $I_H = U_{CP}/R_H$  постійний і дорівнює для  $m$  – фазного випрямляча (при  $\theta < 90^\circ$ ) середньому значенню струму  $i$

$$I_H = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i dt = \frac{m}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_{2m}}{R} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = \frac{m U_{2m}}{\pi R} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (2.20)$$

Визначимо значення амплітуди напруги мережі як  $U_{2m} = U_{CP}/\cos \theta$ , відтоді

$$I_H = \frac{m U_{CP}}{\pi R} \frac{(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{\cos \theta} = \frac{m U_{CP}}{\pi R} (tg \theta - \theta) = A(\theta) \frac{m U_{CP}}{\pi R}, \quad (2.21)$$

де  $A(\theta) = (tg \theta - \theta)$  – є функцією кута відсічення.

Звідси

$$A(\theta) = \pi R I_H / (m U_{CP}) = \pi R / (m R_H). \quad (2.22)$$

Таким чином, кожному значенню навантаження відповідає визначене значення кута  $\theta$ . Значення  $A(\theta)$  звичайно задають графічно (рис. 2.23).

Таким чином, струм на вході випрямляча – пульсуючий. У найпростішому випадку для однонапівперіодного випрямляча струм має вигляд, наведений на рисунку 2.21, а. Відповідна функція (за  $f > 0$ ) описується виразом [13]

$$f(\omega t) = a \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}, \quad f > 0. \quad (2.23)$$

Дана функція може бути перетворена до виду

$$f(\omega t) = a \left( \alpha_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k \cos k \omega t \right), \quad (2.24)$$

$$\text{де } \alpha_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}, \quad \alpha_k = \frac{1}{n\pi(1 - \cos \theta)} \left[ \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} \right],$$

$n = k + 1$ ,  $a = I_m$  – амплітуда вхідного струму (рис. 2.21, а) визначається з (2.19) відповідно до значення  $\theta$ .

При переході до мостової схеми на періоді мережі маємо два імпульси різної полярності (рис. 2.21, б). З урахуванням цього одержуємо функцію:

$$f_2(\omega t) = f(\omega t) - f(\omega t - \pi). \quad (2.25)$$

Підставивши (2.24) у (2.25), одержуємо:

$$f_2(\omega t) = 2a \sum_{k=1}^{\infty} \alpha_k \cos k\omega t, \quad (2.26)$$

де  $k=1,3,5,\dots$ . Нульова і парні гармоніки складових (2.25) взаємно компенсувалися, непарні змінюються в протифазі і при відніманні їх значення складаються. Діюче значення вхідного струму (рис. 2.21, б)

$$\begin{aligned} I &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_0^{\theta} \left(\frac{U_{2m}}{R}\right)^2 (\cos \omega t - \cos \theta)^2 d\omega t} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{U_{2m}}{R} \sqrt{\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

**Трифазна мостова схема.** У трифазній мостовій схемі за половину періоду маємо два імпульси струму (згідно за лінійною напругою мережі –  $U_{2m} = U_{2\text{Лм}}$ ) зі зсувом за фазою  $\pi/3$  (рис. 2.22). Відповідна функція:

$$f_3(\omega t) = f_2(\omega t) + f_2(\omega t - \pi/3). \quad (2.28)$$

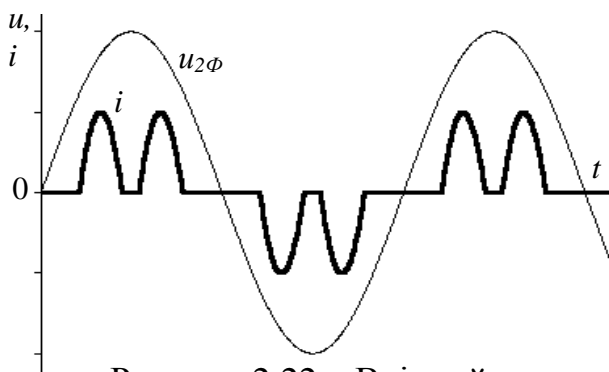


Рисунок 2.22 – Вхідний струм і фазна напруга для трифазної мостової схеми випрямлення

в  $\sqrt{3}$  більше і початкову фазу  $\psi_k = \pm\pi/6$ . У результаті одержуємо вираз

$$f_3(\omega t) = 2\sqrt{3}a \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k \cos(k\omega t + \psi_k) = \sum_{k=1}^{\infty} I_{m(k)} \cos(k\omega t + \psi_k), \quad (2.29)$$

де  $\Psi_k$  для основної гармоніки  $\Psi_1 = -\pi/6$  (збігається за фазою з фазною напругою  $u_{2\phi}$  – рис. 2.22), для вищих гармонік ( $l=1, 2, 3, \dots$ ) за  $k=6l-1$  фаза  $\Psi_k = +\pi/6$ , за  $k=6l+1$  фаза  $\Psi_k = -\pi/6$ . Значення відносних амплітуд гармонік вхідного струму випрямляча відповідно до (2.29) і (2.24) наведені в таблиці 2.3. Для діючого значення за аналогією з (2.27) і з врахуванням того, що кількість імпульсів струму подвоїлась, отримуємо

$$I = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{U_{2m}}{R} \sqrt{\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta}. \quad (2.30)$$

Таблиця 2.3 - Гармонійний склад вхідного струму випрямляча за  $\theta=20^\circ$

Схема (характер навантаження)	Відносна амплітуда гармоніки, %					
$k$	5	7	11	13	17	19
3х-ф міст ( $R-L$ )	20	14,3	9,1	7,7	5,9	5,26
3х-ф міст ( $C$ )	66	42	5,5	4,9	7,9	4,4

Таким чином, має місце значне погіршення гармонійного складу вхідного струму порівняно з роботою на активно-індуктивне ( $R-L$ ) навантаження в області низьких частот (5-а і 7-а гармоніки).

Таким чином, випрямлячі є нелінійним навантаженням для мережі живлення і споживають несинусоїдальний струм, що негативно впливає на мережу та інших споживачів, а також погіршує їх енергетичні показники (п. 7). Це особливо важливо при значних потужностях. Використання вихідних фільтрів для покращення їх вихідних характеристик ускладнює проблему. Засоби покращення енергетичних показників перетворювачів і зменшення їх негативного впливу розглянуті у п.8. Одночасне покращення вхідних і вихідних показників досягається у разі використання складених багатофазних схем випрямлення.

**Приклад 2.3.** Виконати розрахунок випрямляча з ємнісним фільтром за однофазною мостовою схемою. Напруга мережі  $U_1=220$  В. Номінальний опір навантаження  $R_{НОМ}=10,5$  Ом, номінальна напруга  $U_{НОМ}=115$  В при коефіцієнті пульсацій  $K_{ПН}=0,05$ . Побудувати зовнішню характеристику. Визначити амплітуди перших двох гармонік, коефіцієнт спотворення вхідного струму випрямляча і коефіцієнт потужності. Під час розрахунку нехтувати індуктивним опором

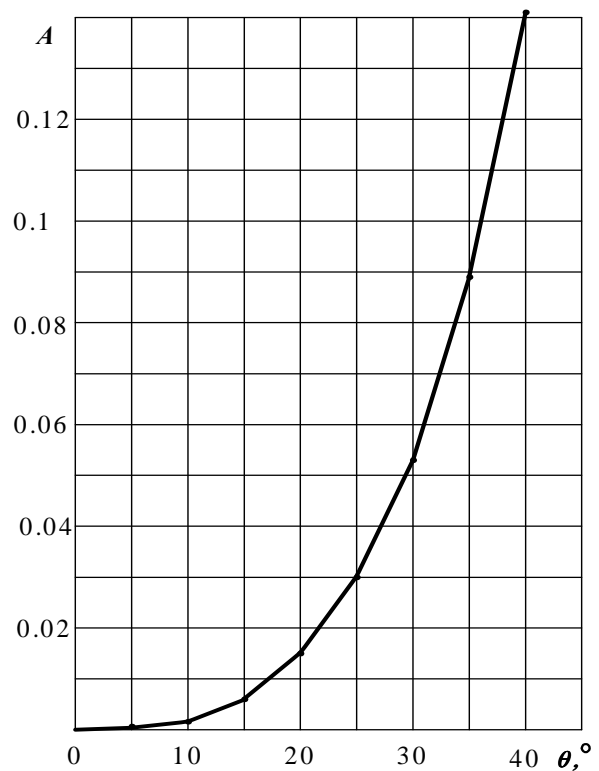


Рисунок 2.23 – Залежність  $A(\theta)$

вхідних кіл випрямляча, активний опір вхідних кіл прийняти  $R=0,2$  Ом.

### Розв'язання.

Ємність конденсатора фільтра згідно з п. 2.1.3

$$C = \frac{\pi}{2\omega K_{\text{пн}} R_{\text{НОМ}}} = \frac{\pi}{2 \cdot 314 \cdot 0,05 \cdot 10,5} = 0,009529 \text{ Ф} = 9529 \text{ мкФ},$$

де  $\omega=2\pi f=6,28 \cdot 50=314$  рад/с.

У подальшому вважаємо, що напруга навантаження ідеально згладжена.

Номінальний струм навантаження  $I_{\text{НОМ}} = U_{\text{НОМ}}/R_{\text{НОМ}} = 10,95$  А.

Значення  $A(\theta)$  згідно (2.22)  $A(\theta) = \pi R/(m R_H) = \pi 0,2/(2 \cdot 10,5) = 0,0299$ .

Відповідний кут  $\theta$  згідно з рисунком 2.23 становить  $25^\circ$ . Виходячи з того, що  $U_{\text{НОМ}} = U_C = U_{2m} \cos \theta$  знайдемо напругу на вході випрямляча  $U_{2m} = U_{\text{НОМ}}/\cos \theta = 115/\cos 25 = 126,9$  В. Діюче значення  $U_2 = U_{2m}/\sqrt{2} = 89,75$  В.

Відповідно, коефіцієнт трансформації трансформатора на вході випрямляча  $n = U_1/U_2 = 220/89,75 = 2,45$ .

Середнє значення струму діодів  $I_{\text{ВДСР}} = I_{\text{НОМ}}/2 = 10,95/2 = 5,475$  А.

Максимальне значення зворотної напруги діодів  $U_{3\text{ВМАХ}} = U_{2m}$ .

Для розрахунку і побудови зовнішньої характеристики (рис. 2.24) визначимо напругу  $U_C = U_{2m} \cos \theta$  при декількох значеннях  $\theta$ . З рис. 2.23 або за (2.21) визначимо відповідні значення  $A(\theta)$ , опір і струм навантаження ( $I_H = U_H/R_H$ ).

Таблиця 2.4 - Розрахунок зовнішньої характеристики випрямляча

$\theta$	0	5	10	15	20	25	30	35
$A(\theta)$	0	0,0002	0,0015	0,0062	0,015	0,0299	0,053	0,0891
$U_C$ , В	$U_{2m}=126,9$	126,5	125	122,6	119,2	115	109,9	104
$R_H$ , Ом	$\infty$	1570,8	209,4	50,67	20,94	10,5	5,93	3,53
$I_H$ , А	0	0,0805	0,6	2,42	5,7	10,95	18,54	29,46

Діюче значення першої гармоніки вхідного струму випрямляча визначимо з балансу активної потужності на вході і виході  $U_2 I_{2(1)} = U_{\text{НОМ}} I_{\text{НОМ}}$ , звідки  $I_{2(1)} = (U_{\text{НОМ}} I_{\text{НОМ}})/U_2 = (115 \cdot 10,95)/89,75 = 14,03$  А.

Діюче значення вхідного струму випрямляча згідно з (2.27) становить

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{U_{2m}}{R} \sqrt{\theta(1 + 0,5 \cos 2\theta) - 0,75 \sin 2\theta}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{126,9}{0,2} \sqrt{0,436(1 + 0,5 \cos 50) - 0,75 \sin 50}} = 20,23 \text{ А},$$

де  $\theta=25^\circ$  або  $\theta=0,436$  рад.

Потужність трансформатора на вході  $S_T = S_2 = U_2 I_2 = 89,75 \cdot 20,23 = 1815,6$  ВА.

Коефіцієнт спотворення вхідного струму  $\nu = \frac{I_{2(1)}}{I_2} = \frac{14,03}{20,23} = 0,69$ .

Коефіцієнт потужності випрямляча за відсутності зсуву за основною гармонікою (2.26)  $\chi = \nu$ .

Амплітуда гармонік вхідного струму згідно з (2.26)  $I_{m(k)} = 2a(\alpha_k)$ , де  $a = I_{2m}$  – амплітуда вхідного струму,  $\alpha_k$  – коефіцієнт, що визначається згідно з (2.24)



$$\alpha_k = \frac{1}{n\pi(1 - \cos \theta)} \left[ \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} \right].$$

Значення  $a=I_{2m}$  можна визначити з (2.19), якщо прийняти початок відліку часу з амплітуди струму  $I_{2m} = \frac{U_{2m}}{R} (\cos \omega t - \cos \theta) = \frac{126,9}{10,5} (1 - \cos 25) = 59,45$  А.

Оскільки  $n=k+1$  коефіцієнт  $\alpha_k$  для першої гармоніки становить

$$\alpha_1 = \frac{1}{2\pi(1 - \cos 25)} \left[ \frac{\sin 25}{1} - \frac{\sin 3 \cdot 25}{3} \right] = 0,171.$$

Відтоді амплітуда першої гармоніки вхідного струму  $I_{2m(1)} = 2a(\alpha_1) = 2 \cdot 59,45 \cdot 0,171 = 20,3$  А. Відповідно діюче значення  $I_{2(1)} = I_{2m(1)} / \sqrt{2} = 20,3 / \sqrt{2} = 14,3$  А, що практично співпадає із значенням, що отримано вище.

У розкладанні у ряд Фур'є вхідного струму мостової однофазної схеми присутні лише непарні гармоніки, тобто наступною буде гармоніка з кратністю  $k=3$ . Коефіцієнт  $\alpha_k$  для третьої гармоніки становить

$$\alpha_3 = \frac{1}{4\pi(1 - \cos 25)} \left[ \frac{\sin 3 \cdot 25}{3} - \frac{\sin 5 \cdot 25}{5} \right] = 0,134.$$

Амплітуда 3-ї гармоніки вхідного струму  $I_{2m(3)} = 2a(\alpha_3) = 2 \cdot 59,45 \cdot 0,134 = 15,98$  А.

Отримане вище значення коефіцієнту викривлення вхідного струму є неприпустимим за сучасними вимогами. Розглянемо, як змінюється картина у разі збільшення кількості фаз випрямлення.

**Приклад 2.4.** Розрахувати випрямляч із ємнісним фільтром за трифазною мостовою схемою, виходячи з того, що:  $U_{НОМ}=115$  В,  $R=0,2$  Ом, амплітуда вхідної лінійної напруги  $U_{2Лм}$ , кут відсічення  $\theta$  і амплітуда імпульсів струму діодів такі ж як і у прикладі 2.3, що розглянутий вище.

**Розв'язання.** Якщо  $\theta$  і  $A(\theta)$  залишились ті ж самі,  $m=6$  (замість  $m=2$ ) опір навантаження зменшився втричі (2.22)  $R_H = R_{НОМ}/3 = 10,5/3 = 3,5$  Ом.

Відповідно збільшився втричі струм навантаження  $I_H = 10,95 \cdot 3 = 32,85$  А.

Оскільки кількість пульсацій випрямленої напруги втричі більша, ємність конденсатора фільтра можна залишити незмінною.

Середнє значення струму діодів  $I_{ВДСР} = I_{НОМ}/3 = 32,85/3 = 10,95$  А.

Максимальне значення зворотної напруги діодів  $U_{ЗВМАХ} = U_{2Лм}$ .

З порівняння (2.29) і (2.26) виходить, що амплітуда і діюче значення гармонік збільшилось у  $\sqrt{3}$ . Для першої гармоніки маємо  $I_{2(1)} = 14,03 \cdot \sqrt{3} = 24,77$  А. У той же час діюче значення вхідного струм збільшилось лише в  $\sqrt{2}$   $I_2 = 20,23 \cdot \sqrt{2} = 28,6$  А.

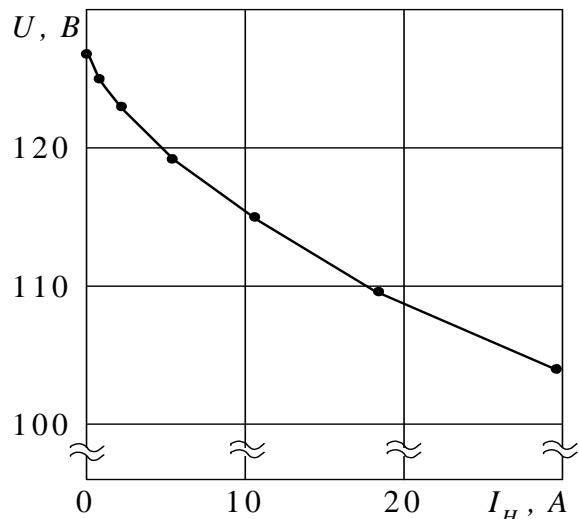


Рисунок 2.24 – Зовнішня характеристика випрямляча

Коефіцієнт спотворення вхідного струму  $\nu = I_{2(1)} / I_2 = 24,77 / 28,6 = 0,866$ .

Таким чином, при втрічі більшій потужності і тому ж самому коефіцієнті пульсацій випрямленої напруги, якість вхідного струму випрямляча значно покращилась. Зрозуміло, що більш доцільним порівняно з ємнісним фільтром є використання індуктивного фільтра, проте випрямляч з ємнісним фільтром є невід'ємним елементом схеми перетворювача частоти з ланкою постійного струму і автономним інвертором напруги (п. 6.1.1).

### 2.2.3.2 Вхідне коло з індуктивним опором

Розглянемо особливості роботи випрямляча з ємнісним вихідним фільтром за умовою, що активний опір вхідного кола дорівнює нулю. При значних потужностях випрямляча з боку мережі змінного струму слід враховувати індуктивні опори мережі та трансформатора  $X_S$ , а також опір реактора  $X_{BX}$ , що може додатково встановлюватись на вході випрямляча (рис. 2.25) для обмеження і покращення форми вхідного

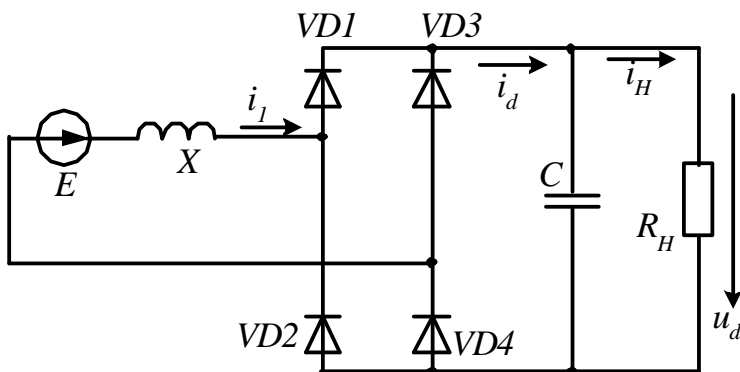


Рисунок 2.25 – Схема однофазного мостового випрямляча

струму. При цьому загальний індуктивний опір вхідного кола  $X = X_S + X_{BX}$ .

#### 2.2.3.2.1 Однофазна мостова схема випрямляча

Вважаємо, що випрямлена напруга ідеально згладжена і дорівнює  $U_d$ . Струм на вході випрямляча (рис. 2.26) має імпульсний характер. Вмикання діодів здійснюється, коли миттєве значення ЕРС вхідного джерела  $e \geq U_d$  (рис. 2.26), вимкнення – у разі зниження струму до 0. Вхідний струм

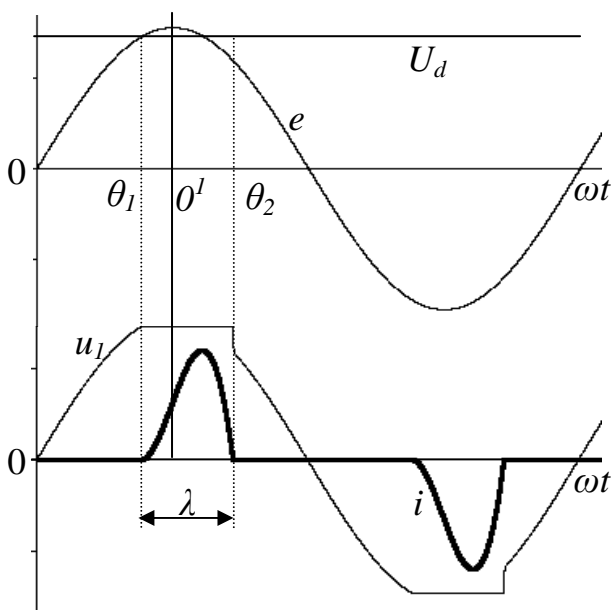


Рисунок 2.26 – Діаграми роботи однофазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром

опір вхідного кола дорівнює нулю. При значних потужностях випрямляча з боку мережі змінного струму слід враховувати індуктивні опори мережі та трансформатора  $X_S$ , а також опір реактора  $X_{BX}$ , що може додатково встановлюватись на вході випрямляча (рис. 2.25) для обмеження і покращення форми вхідного

струму до 0. Вхідний струм

$$L \frac{di}{dt} = e - U_d,$$

де  $L = (L_S + L_{BX})$  – загальна індуктивність вхідного кола.

$$\text{Звідки } i = \frac{1}{L} \int (e - U_d) dt.$$

Сумістимо початок координат ( $0^1$  на рис. 2.26) з максимумом  $e$ , тоді

$$L \frac{di}{dt} = E_m \cos \omega t - U_d, \quad (2.31)$$

де  $E_m = \sqrt{2}E$  – амплітуда ЕРС мережі змінного струму.

Відповідно до (2.31) струм на інтервалі  $\lambda$  провідності діодів (рис. 2.26)  $\lambda=(\theta_2-\theta_1)$

$$i = \frac{1}{L} \int_{\frac{\theta_1}{\omega}}^t (E_m \cos \omega t - U_d) dt = \frac{E_m}{\omega L} (\sin \omega t - \sin \theta_1 - u_d (\omega t - \theta_1)), \quad (2.32)$$

де  $u_d=U_d/E_m$  – відносне значення випрямленої напруги,  $\theta_1 = -\arccos(u_d)$  – кут вмикання діодів.

Тривалість інтервалу провідності  $\lambda$  можна визначити з рівняння (2.32), коли струм дорівнює нулю

$$(\sin \theta_2 - \sin \theta_1 - u_d (\theta_2 - \theta_1)) = 0. \quad (2.33)$$

Струм  $i_d$  на виході випрямляча має одну полярність, при цьому за період напруги мережі маємо два імпульси струму. Середнє значення

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^T i_d dt = \frac{2}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_d d\omega t = \frac{E_m}{\pi \cdot \omega L} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (\sin \omega t - \sin \theta_1 - u_d (\omega t - \theta_1)) d\omega t.$$

Після перетворення отримуємо

$$I_d = \frac{E_m}{\pi \cdot \omega L} \left[ -(\cos \theta_2 - \cos \theta_1) + (u_d \cdot \theta_1 - \sin \theta_1) (\theta_2 - \theta_1) - \frac{u_d}{2} (\theta_2^2 - \theta_1^2) \right]. \quad (2.34)$$

Аналіз отриманих виразів (2.32) і (2.34) для струму випрямляча показує, що залежності мають загальний співмножник  $\frac{E_m}{\omega L} = \frac{E_m}{X}$ . У той же час вирази в дужках однозначно визначаються  $u_d$  і можуть бути подані як базисні (відносні) величини  $i^*=f(u_d)$ ,  $I_d^*=f(u_d)$ . Відтоді отримуємо  $i = i^* \left( \frac{E_m}{X} \right)$ ,  $I_d = I_d^* \left( \frac{E_m}{X} \right)$ .

Аналогічним чином через базисні величини можна подати й інші параметри, що визначаються через миттєве значення струму  $i$ . Це стосується діючого значення вхідного струму  $I = I^* \left( \frac{E_m}{X} \right)$  та його гармонік  $I_{(k)} = I_{(k)}^* \left( \frac{E_m}{X} \right)$  (при  $k=1, 3, 5, 7, \dots$ ), коефіцієнта гармонік струму  $K_{GS}$ , початкової фази першої гармоніки вхідного струму  $\psi_i$ , коефіцієнта потужності на вході випрямляча

$$\chi = \frac{P_d}{S} = \frac{U_d I_d}{U_1 I} = \frac{(u_d E_m) I_d^* \left( \frac{E_m}{X} \right)}{(E_m U_1^*) \left( \frac{E_m}{X} \right) I^*} = \frac{u_d I_d^*}{U_1^* I^*} = \chi^* = f(u_d).$$

Відповідні залежності подані на рисунках 2.27, 2.28. Для визначення гармонійного складу вхідного і вихідного струму випрямляча достатньо визначити  $u_d$ .

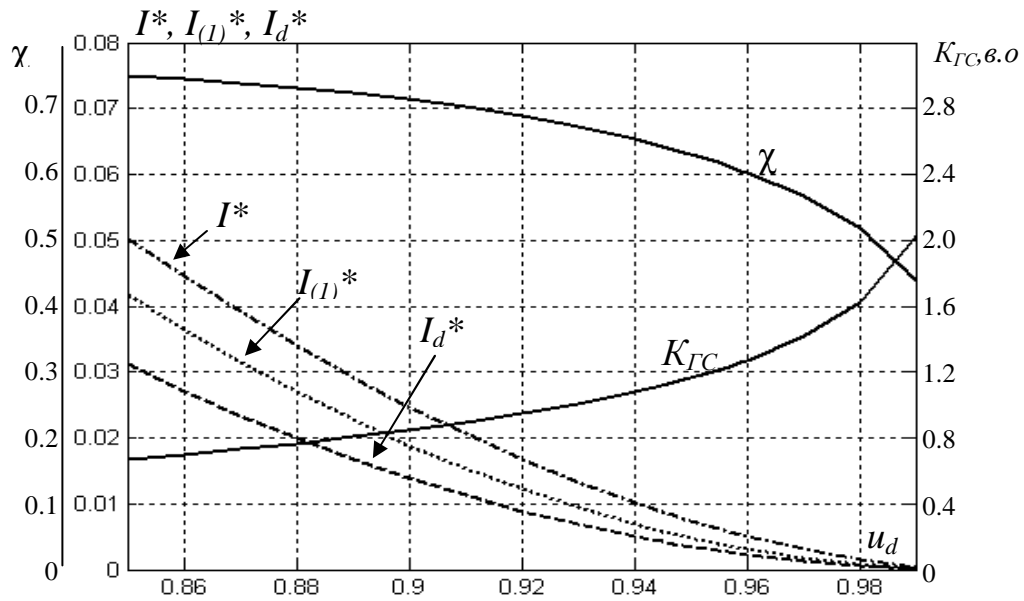


Рисунок 2.27 – Залежності базисних величин

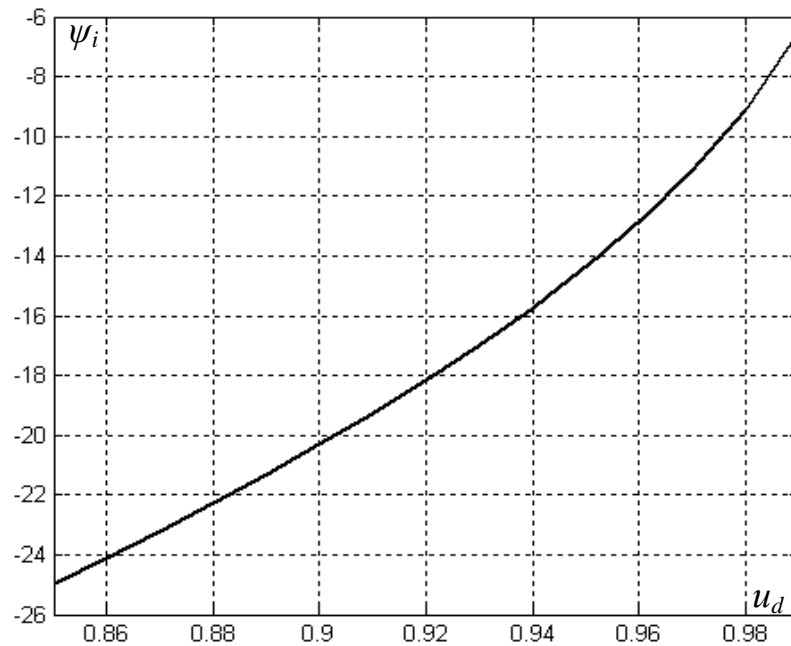


Рисунок 2.28 – Залежність фази 1-ї гармоніки струму від вихідної напруги

Очевидно, що наявність  $X=\omega L$  призводить також і до викривлення напруги  $u_l$  (рис. 2.26) на вході випрямляча. За відсутності струму  $u_l=e$ , під час вмикання діодів  $u_l=U_d$ . Закон змінювання  $u_l$  також визначається  $E_m$  і може бути поданий функцією  $u_l^*=f(u_d)$ , це також дійсно і відносно діючого значення напруги  $U=U^* \cdot E_m$  та її першої гармоніки  $U_{(1)}=U_{(1)}^* \cdot E_m$  (рис. 2.29).

Зазначимо, що за  $u_d=(1 \div 0,85)$  значення  $\chi=(0,45 \div 0,75)$  за  $K_{\Gamma C}=0,7 \div 2$  (або  $70 \div 200 \%$ ). Це не сприяє ефективному використанню мережі живлення змінного струму. Унаслідок цього останнім часом значна увага приділяється використанню активних випрямлячів (див. п. 5). При значних потужностях перевага віддається трифазним схемам випрямлення, що мають кращі показники.

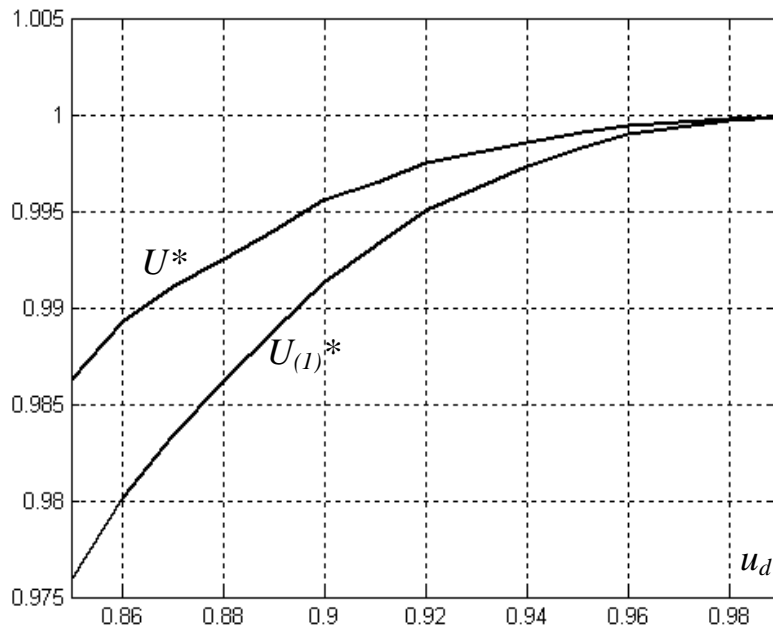


Рисунок 2.29 – Вхідна напруга випрямляча

Припущення про ідеально згладжену випрямлену напругу дозволяє тільки оцінити показники схеми. Наявність пульсацій при обмеженому значенні ємності конденсатора на виході випрямляча впливає на гармонійний склад його вхідного та, особливо, вихідного струму. Отже під час визначення відносних величин поряд із відносним значенням випрямленої напруги слід враховувати і коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги  $K_{II}$  (таблиця 2.5, де для  $u_d = 0,95$  і  $u_d = 0,93$  наведені значення  $I_d^*$  та  $I_{dm(n)}^I = I_{dm(n)}/I_d$ ,  $n = 2, 4, 6, 8$  – кратність гармонік вихідного струму).

Таблиця 2.5 – Гармонійний склад вихідного струму

$u_d = 0,95$								
$K_{II},$ в.о.	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08
$I_d^*$	0,00452	0,00548	0,00633	0,0071	0,0077	0,00864	0,00983	0,01037
$I_{dm(2)}^I$	1,847	1,836	1,837	1,82	1,82	1,81	1,8	1,8
$I_{dm(4)}^I$	1,44	1,407	1,38	1,36	1,35	1,33	1,296	1,289
$I_{dm(6)}^I$	0,92	0,87	0,83	0,8	0,78	0,745	0,7	0,69
$I_{dm(8)}^I$	0,46	0,4	0,36	0,34	0,32	0,292	0,26	0,25
$u_d = 0,93$								
$I_d^*$	0,0084	0,00952	0,0108	0,0118	0,0129	0,0142	0,0154	0,0162
$I_{dm(2)}^I$	1,79	1,783	1,774	1,77	1,76	1,753	1,747	1,744
$I_{dm(4)}^I$	1,266	1,24	1,212	1,19	1,175	1,15	1,134	1,125
$I_{dm(6)}^I$	0,664	0,628	0,592	0,568	0,544	0,516	0,49	0,482
$I_{dm(8)}^I$	0,244	0,222	0,202	0,189	0,178	0,167	0,16	0,155

Розрахунок ємності вихідного конденсатора здійснюється за умови отримання заданого коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги  $K_{II}$ , що обумовлені змінними складовими струму випрямляча  $i_d$ . Так, наприклад, згідно таблиці 2.5

за  $u_d=0,95$  і  $K_{II}=0,05$  значення  $I_d^*=0,0077$ ,  $I_{dm(2)}^1=1,82$ ,  $I_{dm(4)}^1=1,35$ ,  $I_{dm(6)}^1=0,78$ ,  $I_{dm(8)}^1=0,32$ . Очевидно, що з урахуванням порядку гармонік варто, як мінімум, враховувати другу та четверту гармоніки, які мають близькі значення, тобто струм у конденсаторі, обумовлений цими гармоніками  $i_{C(n)}=I_{dm(n)}\cos(n\cdot\omega t+\psi_n)$ . Відповідне значення напруги пульсації у колі постійного струму (на конденсаторі) відносно постійної складової  $U_d$

$$u_{II}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = -\frac{I_{dm(n)}}{n \cdot \omega \cdot C} \sin(n \cdot \omega t) = -U_{II(n)} \sin(n \cdot \omega t), \quad (2.35)$$

де  $U_{II(m)}$  – амплітуда пульсації.

Значення ємності  $C$  обирається, виходячи з  $K_{II}=U_{II}/U_d$ , при цьому розглянемо випадок, коли амплітуди пульсацій обумовлених гармоніками співпадають за часом і складаються  $U_{II}=U_{II(2)}+U_{II(4)}$ . Тоді

$$C = \left( \frac{I_{dm(2)}}{2} + \frac{I_{dm(4)}}{4} \right) \frac{1}{\omega \cdot K_{II} \cdot U_d}. \quad (2.36)$$

**Приклад 2.5.** Розрахувати параметри однофазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром, що отримує живлення від мережі з напругою  $U=220$  В при опорі фази мережі  $X_{BX}=0,03$  Ом. Коефіцієнт пульсацій напруги навантаження  $K_{II}=0,05$ . Потужність навантаження  $P = 20$  кВт.

**Розв’язання.** Випрямлена напруга у режимі холостого ходу

$$U_{d0} = U_m = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В}.$$

Під час роботи з навантаженням приймаємо  $u_d = 0,95$ , при цьому вихідна напруга  $U_d = u_d \cdot U_{d0} = 0,95 \cdot 311 = 295,6$  В.

Значення  $I_d^*$  і гармонік струму згідно з табл.2.5 становить  $I_d^* = 0,0077$ ,  $I_{dm(2)}^1=1,82$ ,  $I_{dm(4)}^1=1,35$ ,  $I_{dm(6)}^1=0,78$ ,  $I_{dm(8)}^1=0,32$ .

$$\text{Вихідний струм ТМВ } I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{20000}{295,6} = 67,7 \text{ А}.$$

Індуктивний опір вхідного кола

$$X_\phi = \frac{E_m}{I_d} I_d^* = \frac{220 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,0077}{67,7} = 0,0354 \text{ Ом}.$$

Опір реактора на вході випрямляча  $X_P = X_\phi - X_{BX} = 0,0354 - 0,03 = 0,0054$  Ом (індуктивність додаткового реактора  $L_P = X_P/\omega = 0,0054/314 = 17,2$  мкГн).

$$\text{Відповідно (2.36) } C = I_d \left( \frac{I_{dm(2)}^1}{2} + \frac{I_{dm(4)}^1}{4} \right) \frac{1}{\omega \cdot K_{II} \cdot U_d} = 0,018658 \text{ Ф} = 18658 \text{ мкФ}.$$

Розрахунок може бути також виконаний, виходячи із значення  $X_{BX}=X_\phi$ . Тоді визначається  $I_d^*$ , відповідно до отриманого значення визначається  $u_d$  і гармоніки струму.

### 2.2.3.2.2 Трифазна мостова схема випрямлення (ТМВ)

За великих потужностей ТМВ варто враховувати індуктивні опори мережі змінного струму і трансформатора [11]. При цьому активним опором звичайно можна нехтувати. Здійснимо аналіз процесів у схемі ТМВ під час роботи на проти-ЕРС  $U_d$  (при припущенні, що випрямлена напруга ідеально згладжена і дорівнює  $U_d$ ). Розрахункова схема мережі з трифазним випрямлячем наведена на рисунку 2.30, а. До затисків мережі  $A, B, C$  можуть приєднуватися і інші споживачі енергії. Кабель, що підводить, і вхідний реактор у схемі враховуються опором  $X_{BX}$ . Фазна напруга на затисках мережі  $U_S$ , на вході випрямляча  $U_\phi$ .

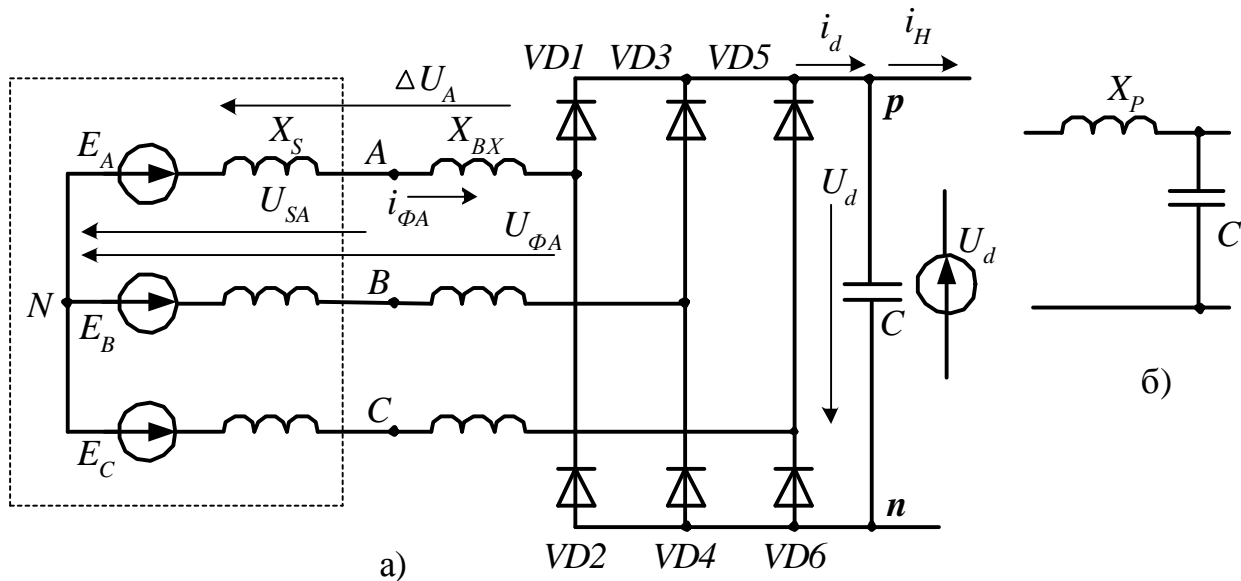


Рисунок 2.30 – Розрахункова схема випрямляча

Реактор  $X_P$  може бути встановлений у колі постійного струму – перед конденсатором (рис. 2.30, б).

Залежно від співвідношення параметрів схеми і навантаження випрямляча можливі два режими його роботи [11]:

- із перервним струмом, коли вхідний струм фази  $i_\phi$  випрямляча має характер окремих імпульсів (рис. 2.31, а), перервним є і струм на виході випрямляча  $i_d$ ;
- із безперервним струмом, коли імпульси струму однієї полярності зливаються в один (рис. 2.31, б), а струм на виході випрямляча стає безперервним  $i_d$ .

**Режим перервних струмів.** Має місце за малих навантажень, коли  $U_d$  за значенням близьке до амплітуди лінійної ЕРС мережі  $E_{Лм}$ . При максимально можливій для трифазної мостової схеми тривалості інтервалу провідності діодів  $2\pi/3$  маємо в кожній напівхвилі вхідного струму два імпульси струму.

У цьому режимі чергуються інтервали (інтервали 2 і 4 на рис. 2.31, а), коли струм проводять два діоди і підключають до виходу дві фази мережі (рис. 2.32, б), а також інтервали, коли всі діоди вимкнуті (інтервали 1, 3, 5 на рис. 2.31, а), і випрямляч від мережі відключений. Вмикання діодів відбувається за умови, що миттєве значення лінійної ЕРС  $e_{Л} \geq U_d$ , вимкнення – у разі зниження струму до 0.

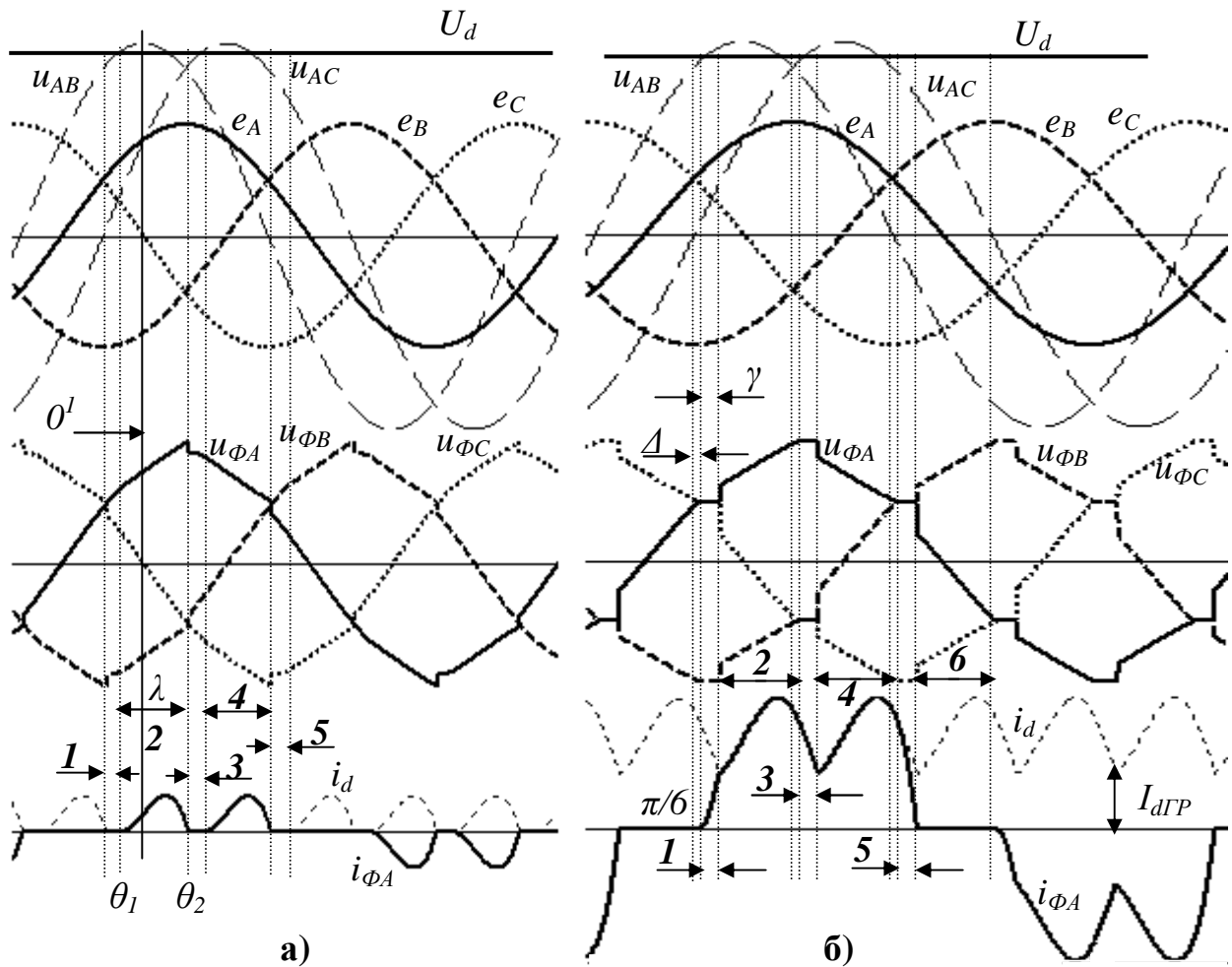


Рисунок 2.31 – Діаграми роботи трифазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром: а) – з перервним струмом; б) – з безперервним струмом

Імпульс вхідного струму фази випрямляча відповідний визначеній  $e_L$  (для фази  $A$  це  $e_{AB}$  і  $e_{AC}$ ) описується, виходячи з умови (рис. 2.32, б)

$$L \frac{di}{dt} = e_L - U_d,$$

де  $L=2L_\phi=2(L_S + L_{BX})$  – індуктивність кола, що утворено двома фазами випрямляча.

Звідки 
$$i = \frac{1}{L} \int (e_L - U_d) dt.$$

Сумістимо початок координат ( $0^1$  на рис. 2.31, а) з максимумом  $e_{AB}$ , тоді для фази  $A$  отримуємо

$$L \frac{di_{\phi A}}{dt} = E_{\text{лм}} \cos \omega t - U_d, \quad (2.37)$$

де  $E_{\text{лм}} = \sqrt{2}E_L$  – амплітуда лінійної ЕРС мережі змінного струму.

Відповідно до (2.37) струм на інтервалі  $\lambda = (\theta_2 - \theta_1)$  провідності діодів



$$i_{\Phi A} = \frac{1}{L} \int_{\frac{\theta_1}{\omega}}^t (E_{\text{лм}} \cos \omega t - U_d) dt = \frac{E_{\text{лм}}}{\omega L} (\sin \omega t - \sin \theta_1 - u_d (\omega t - \theta_1)), \quad (2.38)$$

де  $u_d = U_d/E_{\text{лм}}$ ,  $\theta_1 = -\arccos(u_d)$  – кут вмикання діодів.

Тривалість  $\lambda$  знаходимо з рішення рівняння (2.38), коли струм дорівнює 0

$$(\sin \theta_2 - \sin \theta_1 - u_d (\theta_2 - \theta_1)) = 0. \quad (2.39)$$

Струм  $i_d$  на виході випрямляча має одну полярність (рис. 2.31) і формується як сума вхідних струмів окремих фаз. При цьому за період напруги мережі маємо 6 імпульсів струму. З урахуванням цього середнє значення струму

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^T i_d dt = \frac{6}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_{\Phi A} d\omega t = \frac{3 \cdot E_{\text{лм}}}{\pi \cdot \omega L} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (\sin \omega t - \sin \theta_1 - u_d (\omega t - \theta_1)) d\omega t.$$

Після перетворення одержуємо

$$I_d = \frac{3 \cdot E_{\text{лм}}}{\pi \cdot \omega L} \left[ -(\cos \theta_2 - \cos \theta_1) + (u_d \cdot \theta_1 - \sin \theta_1)(\theta_2 - \theta_1) - \frac{u_d}{2} (\theta_2^2 - \theta_1^2) \right]. \quad (2.40)$$

Очевидно, що із-за наявності  $X_\Phi$ , форма напруги  $u_\Phi$  на вході випрямляча спотворюється (це стосується і напруги  $u_S$  на затискачах мережі). Проаналізуємо закон змінювання напруги  $u_{\Phi A}$  на вході перетворювача. Для зручності вважаємо, що початок відліку співпадає з початком синусоїди  $e_A$ .

За відсутності струму (інтервали 1, 3, 5 на рис. 2.31, а)  $u_{\Phi A} = e_A$ .

Для інтервалу 2 (рис. 2.31, а) скористаємося схемою на рисунку 2.32, б. Відповідно до 2-го закону Кірхгофа одержуємо  $e_{AB} - U_d = 2 \cdot \Delta u$ , де  $\Delta u$  – падіння напруги на  $X_\Phi$ . Звідки

$$\Delta u = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) + \frac{U_d}{2}, \quad (2.41)$$

де  $E_m$  - амплітуда фазної ЕРС мережі змінного струму. Відтоді

$$u_{\Phi A} = e_A - \Delta u = e_A - \left( \frac{e_{AB}}{2} \right) + \frac{U_d}{2} = e_A - \left( \frac{e_A - e_B}{2} \right) + \frac{U_d}{2} = \frac{e_A + e_B}{2} + \frac{U_d}{2}. \quad (2.42)$$

Для симетричної трифазної системи  $e_A + e_B + e_C = 0$  або  $e_A + e_B = -e_C$ . Тоді

$$u_{\Phi A} = \frac{E_m}{2} \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) + \frac{U_d}{2}. \quad (2.43)$$

На інтервалі 4 до виходу випрямляча підключаються фази А і С, відповідно  $e_{AC} - U_d = 2 \cdot \Delta u$ . Падіння напруги на  $X_\Phi$  і значення  $u_{\Phi A}$  визначаються аналогічно (2.41) і (2.43):

$$\Delta u = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) + \frac{U_d}{2}, \quad (2.44)$$

$$u_{\phi A} = \frac{E_m}{2} \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}) + \frac{U_d}{2}. \quad (2.45)$$

Режим перервних струмів має місце при значеннях  $u_d > 0,95$ .

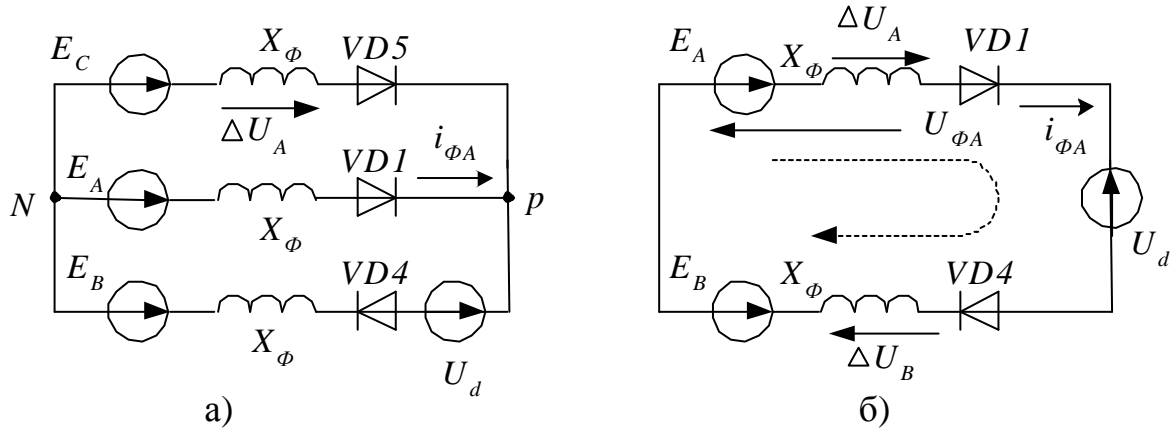


Рисунок 2.32 – Стани схеми випрямляча:

а) – струм проводять три діоди; б) – струм проводять два діоди

*Режим безперервних струмів.* Із збільшенням навантаження  $U_d$  знижується ( $u_d \leq 0,95$ ), амплітуда і тривалість імпульсів вхідного струму збільшується, що призводить до перекриття імпульсів струму - вихідний струм випрямляча стає безперервним (рис. 2.31, б). При цьому для позитивної напівхвилі вхідного струму фази можна виділити 6 характерних інтервалів роботи. Інтервали 1, 3, 5 відповідають комутації струму з однієї фази мережі на іншу – інтервали комутації  $\gamma$ , коли в провідному стані одночасно знаходяться 3 діоди, підключаючи всі фази джерела до виходу випрямляча (рис. 2.32, а). На решті інтервалів струм проводять 2 діоди. Варто зазначити, що внаслідок спотворення форми фазної напруги мережі на вході випрямляча моменти вмикання діодів  $VD1$ ,  $VD3$ ,  $VD5$  і  $VD2$ ,  $VD4$ ,  $VD6$  зміщуються на кут  $\Delta$  щодо точок природної комутації ( $\pi/6$ ,  $3\pi/6$ ,  $5\pi/6$ ,  $7\pi/6$ , ...), які визначаються як момент рівності фазних ЕРС джерела.

Інтервал 1 – комутується вхідний струм з фази  $C$  на фазу  $A$  мережі (рис. 2.31, а). З урахуванням зсуву  $\Delta$  межі цього інтервалу  $\frac{\pi}{6} + \Delta \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} + \Delta + \gamma$  (початок відліку ведемо щодо синусоїди  $e_A$ ). Відповідно до методу вузлової напруги

$$u_{\phi A} = u_{NP} = \frac{e_C \cdot y_C + e_A \cdot y_A + (e_B + U_d) y_B}{y_A + y_B + y_C} = \frac{U_d}{3},$$

де  $y_A = y_B = y_C$  – провідність гілок схеми.

Падіння напруги на  $X_\phi$

$$\Delta u = e_A - U_{NP} = E_m \sin \omega t - \frac{U_d}{3}.$$

Інтервал 2 – після вимкнення діода  $VD5$  фаза  $C$  мережі відключається у відкритому стані залишаються діоди у фазах  $A$  і  $B$  (рис. 2.31, б). Напруги  $u_{\phi A}$  і  $\Delta u_A$  визначаються виразами (2.41) і (2.43).

Двофазний режим роботи має місце до моменту комутації струму з фази  $B$  на фазу  $C$ , який визначається відповідною точкою природної комутації ( $\frac{\pi}{2}$ ) з урахуванням кута зсуву  $\Delta$ .

Таким чином, межі цього інтервалу

$$\frac{\pi}{6} + \Delta + \gamma < \omega t \leq \frac{\pi}{2} + \Delta.$$

Інтервал 3 – струм проводять діоди в трьох фазах мережі (рис. 2.33). Вузлова напруга

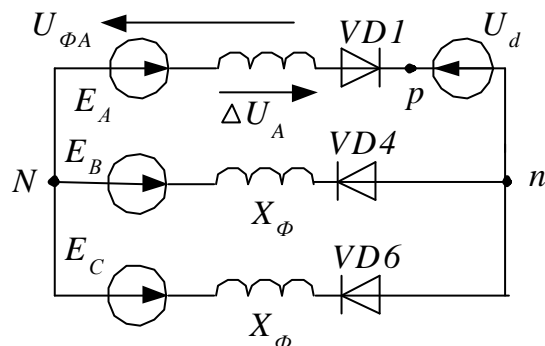


Рисунок 2.33 – Стан схеми випрямляча на інтервалі 3

$$u_{Nn} = \frac{e_B \cdot y_B + e_C \cdot y_C + (e_A - U_d) y_A}{y_A + y_B + y_C} = -\frac{U_d}{3}.$$

Напруга  $u_{\phi A} = u_{Nn} + U_d = \frac{2U_d}{3}.$

Падіння напруги  $\Delta u = e_A - u_{\phi} = E_m \sin \omega t - \frac{2U_d}{3}.$

Аналогічним чином можуть бути одержані напруги для інтервалів 4 і 5. На інтервалі 6 після вимкнення діода  $VD1$  у фазі  $A$  струм відсутній ( $u_{\phi A} = e_A$ ,  $\Delta u = 0$ ).

Межі інтервалів і відповідні їм значення напруги приведені в табл.2.6.

Для визначення кута  $\Delta$  скористаємося рисунком 2.34, де розглядається перехід із фази  $A$  на фазу  $B$ . Умова вмикання діода  $VD3$  фази  $B$  – рівність фазної напруги  $u_{\phi A}$  і  $u_{\phi B}$  (за відсутності струму  $u_{\phi B} = e_B$ ). Причому з моменту початку комутації (інтервал 5) напруги фаз однакові і рівні  $U_d/3$ . Таким чином, напруга фази  $B$

$$u_{\phi B} = E_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = E_m \sin((\frac{5\pi}{6} + \Delta) - \frac{2\pi}{3}) = E_m \sin(\frac{\pi}{6} + \Delta) = \frac{U_d}{3}.$$

Звідси

$$\Delta = \arcsin(\frac{U_d}{\sqrt{3}E_m} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}}) - \frac{\pi}{6} = \arcsin(\frac{u_d}{\sqrt{3}}) - \frac{\pi}{6}, \quad (2.46)$$

де  $u_d = \frac{U_d}{E_m \sqrt{3}}$  – відносне значення випрямленої напруги.

Кут комутації  $\gamma$  можна знайти відповідно до [11] як рішення рівняння

$$\frac{1}{\sqrt{3}} \cos\left(\Delta + \frac{\gamma}{2}\right) \sin\left(\frac{\gamma}{2} + \frac{\pi}{3}\right) - u_d \frac{\pi + \gamma}{6} = 0. \quad (2.47)$$

Значення напруги вхідної фази  $A$  випрямляча при безперервному струмі наведено в таблиці 2.6.

Таблиця 2.6 – Напруга вхідної фази  $A$  за безперервного струму

Номер інтер.	Межі інтервалу	Напруга $u_{\phi A}$	Падіння напруги $\Delta u_A$
1	$\frac{\pi}{6} + \Delta \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} + \Delta + \gamma$	$\frac{U_d}{3}$	$E_m \sin \omega t - \frac{U_d}{3}$
2	$\frac{\pi}{6} + \Delta + \gamma < \omega t \leq \frac{\pi}{2} + \Delta$	$\frac{E_m}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{U_d}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} E_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{U_d}{2}$
3	$\frac{\pi}{2} + \Delta < \omega t \leq \frac{\pi}{2} + \Delta + \gamma$	$\frac{2U_d}{3}$	$E_m \sin \omega t - \frac{2U_d}{3}$
4	$\frac{\pi}{2} + \Delta + \gamma < \omega t \leq \frac{5\pi}{6} + \Delta$	$\frac{E_m}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{U_d}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} E_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{U_d}{2}$
5	$\frac{5\pi}{6} + \Delta < \omega t \leq \frac{5\pi}{6} + \Delta + \gamma$	$\frac{U_d}{3}$	$E_m \sin \omega t - \frac{U_d}{3}$
6	$\frac{5\pi}{6} + \Delta + \gamma < \omega t \leq \frac{7\pi}{6} + \Delta$	$E_m \sin \omega t$	0

Значення струму  $i_{\phi A}$  на кожному з інтервалів можна визначити як

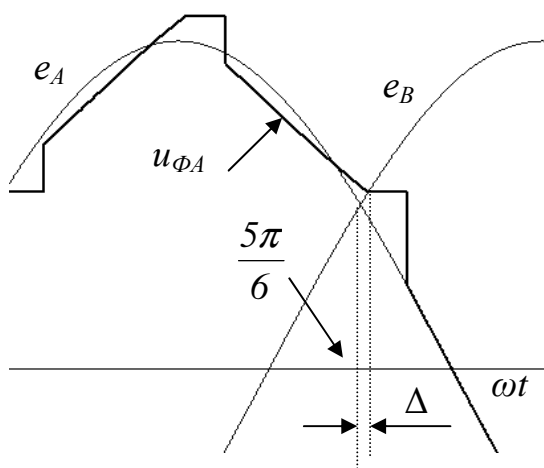


Рисунок 2.34 – Визначення кута  $\Delta$

$$i_{\phi A} = \frac{1}{L_{\phi} \frac{\theta_H}{\omega}} \int_{\theta_H}^t \Delta u dt, \quad (2.48)$$

де  $\theta_H$  – кут, що визначає початок інтервалу.

У разі заміни значення  $U_d = \sqrt{3} E_m u_d$  у третьому і четвертому стовпцях табл.2.6  $E_m$  є загальним співмножником для складових, що визначають значення напруги на інтервалах роботи схеми. Тоді вираз,

що визначає струм, можна привести до вигляду  $i_{\phi A} = \frac{E_m}{\omega L_{\phi}} f(u_d) = \frac{E_m}{X_{\phi}} i_{\phi}^*$ . Це ж стосується і фазної напруги на вході випрямляча  $u_{\phi}$ , де загальним співмножником є  $E_m$  і  $u_{\phi A} = E_m u_{\phi}^*$ .

Таким чином, можна використовувати відносні (базисні) величини (мають позначку \*) для вхідного струму та його  $k$ -ї гармоніки ( $k = 6l \pm 1, l=1,2,\dots$ ),  $i_{\phi} = \frac{E_m}{\omega L_{\phi}} f(u_d) = \frac{E_m}{X_{\phi}} i_{\phi}^*$ ,  $I_{\phi(k)} = \frac{E_m}{X_{\phi}} I_{\phi(k)}^*$ , аналогічно для середнього значення струму на виході ТМВ  $I_d = \frac{E_m}{X_{\phi}} I_d^*$  та його гармонік із кратністю  $n=6l$ . Розрахун-

кові значення  $I_d^*$ , амплітуди гармонік  $I_{dm(n)}^1 = \frac{I_{dm(n)}}{I_d}$ ,  $I_{\phi}^*$ ,  $I_{\phi(l)}^*$ ,  $I_{(k)}^1 = \frac{I_{(k)}}{I_{(1)}^*}$  та початкової фази гармонік  $\psi_{(k)} = f(u_d)$  (відносно фазної ЕРС) при  $k$  до 31 наведені у таблиці 2.7 та на рисунках 2.35, 2.36, 2.37.

Таким чином, для розрахунку гармонійного складу вхідного та вихідного струму ТМВ достатньо визначити  $u_d$ .

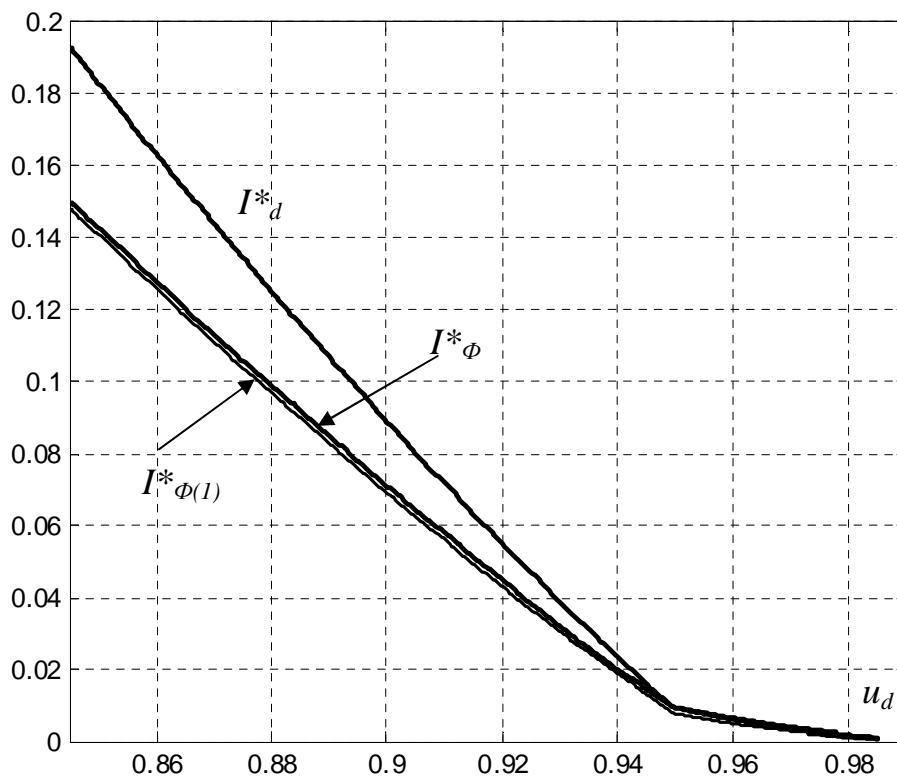


Рисунок 2.35 – Залежності  $I_d^* = f(u_d)$ ,  $I_{\phi}^* = f(u_d)$ ,  $I_{\phi(1)}^* = f(u_d)$

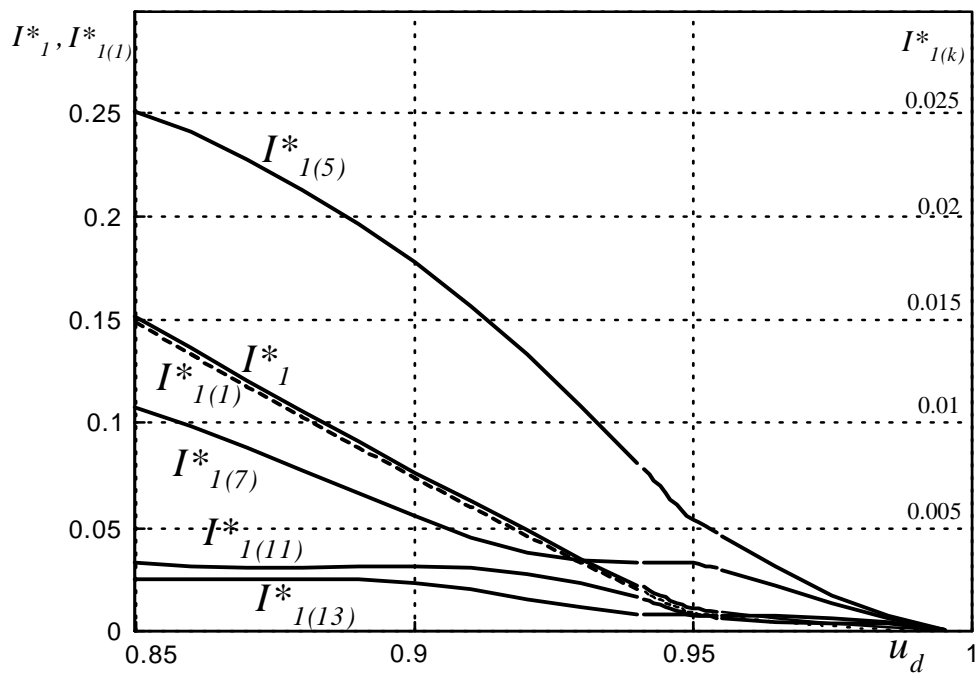


Рисунок 2.36 – Залежності для відносних значень гармонік вхідного струму трифазного випрямляча

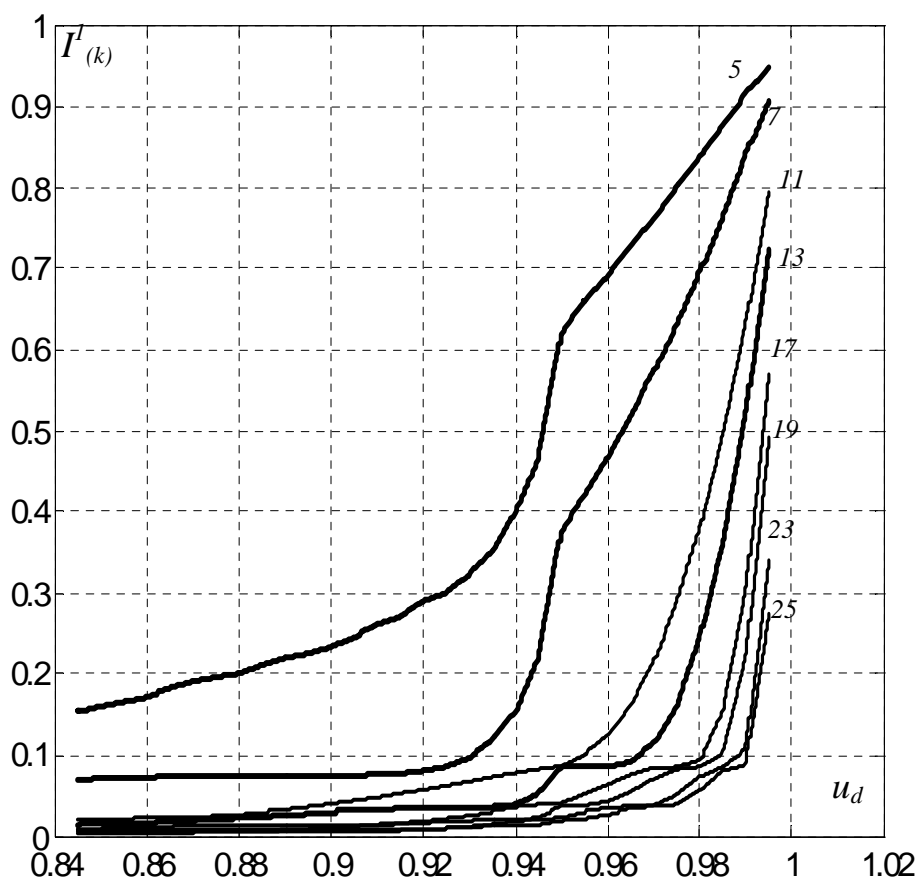


Рисунок 2.37 – Відносні значення гармонік вхідного струму трифазного випрямляча до першої гармоніки

Таблиця 2.7 - Відносне значення гармонік та їх початкова фаза

Гармоніки струму	$u_d$					
	0,95	0,945	0,94	0,935	0,93	0,925
$I_d^*$	0,0094	0,016	0,024	0,031	0,039	0,047
$I_{dm(6)}^I$	0,978	0,64	0,46	0,38	0,318	0,277
$I_{dm(12)}^I$	0,16	0,11	0,083	0,066	0,053	0,043
$I_{(1)}^*$	0,0076	0,0129	0,019	0,0245	0,0306	0,0368
$I_{(5)}^I, \%$	62,3	46,6	39,3	35	32,2	30
$I_{(7)}^I, \%$	37,6	22	15,4	11,7	9,7	8,6
$I_{(11)}^I, \%$	8,65	8,3	7,8	7,3	6,7	6,2
$I_{(13)}^I, \%$	8,6	5,1	3,8	3,5	3,4	3,41
$I_{(17)}^I, \%$	3,9	3,8	3,5	3	2,6	2,23
$I_{(19)}^I, \%$	3,6	2,3	2	2	2	1,9
$I_{(23)}^I, \%$	2,3	2,2	1,86	1,5	1,2	1
$I_{(25)}^I, \%$	1,96	1,4	1,36	1,3	1,16	1
$I_{(29)}^I, \%$	1,5	1,3	1,1	0,9	0,7	0,69
$I_{(31)}^I, \%$	1,25	1,08	0,96	0,8	0,68	0,6
Гармоніки струму	$u_d$					
	0,92	0,915	0,91	0,905	0,9	0,895
$I_d^*$	0,055	0,0633	0,072	0,08	0,089	0,098
$I_{dm(6)}^I$	0,238	0,212	0,19	0,17	0,153	0,139
$I_{dm(12)}^I$	0,037	0,033	0,0305	0,03	0,029	0,028
$I_{(1)}^*$	0,043	0,0495	0,056	0,063	0,069	0,076
$I_{(5)}^I, \%$	28,3	26,9	25,6	24,5	23,4	22,5
$I_{(7)}^I, \%$	8	7,7	7,6	7,54	7,5	7,5
$I_{(11)}^I, \%$	5,7	5,2	4,7	4,3	3,9	3,5
$I_{(13)}^I, \%$	3,4	3,3	3,2	3,11	2,96	2,8
$I_{(17)}^I, \%$	1,9	1,65	1,5	1,4	1,35	1,3
$I_{(19)}^I, \%$	1,7	1,55	1,4	1,22	1,11	1
$I_{(23)}^I, \%$	0,9	0,93	0,93	0,9	0,88	0,8
$I_{(25)}^I, \%$	0,85	0,75	0,71	0,7	0,7	0,7
$I_{(29)}^I, \%$	0,69	0,64	0,6	0,55	0,49	0,46
$I_{(31)}^I, \%$	0,54	0,54	0,53	0,49	0,46	0,42

Продовження табл.2.7

Початкова фаза гармо- нік	$u_d$					
	0,95	0,945	0,94	0,935	0,93	0,925
$\Psi_{(1)}, ^\circ$	-14,3	-13	-13,2	-13,9	-14,6	-15,4
$\Psi_{(5)}, ^\circ$	104	104,3	102,4	99,4	95,9	92,1
$\Psi_{(7)}, ^\circ$	-112,7	-129,7	-147,8	-166,4	175	156,9
$\Psi_{(11)}, ^\circ$	-63,5	-88,7	-108,6	-125,8	-141,3	-155,9
$\Psi_{(13)}, ^\circ$	35,5	-5,86	-47,6	-83,8	-112,9	-136,9
$\Psi_{(17)}, ^\circ$	95,3	51,7	17,7	-11,7	-39,2	-66,6
$\Psi_{(19)}, ^\circ$	180	112,5	54,9	12,27	-21,63	-51,6
$\Psi_{(23)}, ^\circ$	-115,4	-174	137,9	93,8	48,92	3,8
$\Psi_{(25)}, ^\circ$	-37,8	-128	165,6	116,1	72,52	31,2
$\Psi_{(29)}, ^\circ$	31,31	-42,3	-106,6	-170,2	126	70,4
$\Psi_{(31)}, ^\circ$	103	-5,05	-79,7	-140,2	160,8	101,7
Початкова фаза гармо- нік	$u_d$					
	0,92	0,915	0,91	0,905	0,9	0,895
$\Psi_{(1)}, ^\circ$	-16,2	-17	-17,8	-18,5	-19,3	-20
$\Psi_{(5)}, ^\circ$	88,2	84,3	80,5	76,7	72,9	69,1
$\Psi_{(7)}, ^\circ$	140,5	125,8	112,7	101,1	90,8	81,4
$\Psi_{(11)}, ^\circ$	-169,8	176,8	163,6	150,5	137,2	123,8
$\Psi_{(13)}, ^\circ$	-157	-174,8	168,8	153,5	138,8	124,6
$\Psi_{(17)}, ^\circ$	-94	-122	-150,2	-177,8	156,3	132,4
$\Psi_{(19)}, ^\circ$	-78,9	-105,3	-131,7	-158,6	174,1	146,6
$\Psi_{(23)}, ^\circ$	-39,5	-78,2	-112,3	-142,9	-171,4	161,2
$\Psi_{(25)}, ^\circ$	-10,5	-52,8	-93,8	-131,5	-165,5	163,4
$\Psi_{(29)}, ^\circ$	23,1	-18,95	-59	-98,9	-139,5	180
$\Psi_{(31)}, ^\circ$	45,2	-4,7	-48,8	-89,8	-129,8	-170,1

Вхідний струм фази ТМВ [27] та його вихідний струм ( $n=6l, l=1, 2, \dots$ ):

$$i_{1A} = \sum_{l=0}^{\infty} I_{m(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) = \sqrt{2} \frac{E_m}{X_\phi} \left[ \sum_{l=0}^{\infty} I_{1(k)}^* \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) \right]. \quad (2.49)$$

$$i_d = I_d + \sum_{l=1}^{\infty} I_{dm(n)} \cos(n\omega t). \quad (2.50)$$

Фазна напруга на затискачах мережі  $u_s$  залежить від співвідношення індуктивних опорів  $a=X_s/X_\phi$ . Діюче значення падіння напруги на  $X_s$  складе при



цьому  $\Delta U_S = a \Delta U$ . Діюче значення першої гармоніки  $\Delta U_{S(1)} = I_{\Phi(1)} X_S$ . Відповідно до векторної діаграми (рис. 2.38) діюче значення першої гармоніки  $u_S$  можна визначити як

$$U_{S(1)} = \sqrt{(E - \Delta U_{S(1)} \sin \psi_I)^2 + (\Delta U_{S(1)} \cos \psi_I)^2}.$$

Діюче значення вищих гармонік падіння напруги на  $X_S$  складає

$$\Delta U_{S(B\Gamma)} = \sqrt{(a \Delta U)^2 - (\Delta U_{S(1)})^2}.$$

З урахуванням цього діюче значення фазної напруги на затискачах мережі

$$U_S = \sqrt{(U_{S(1)})^2 + (\Delta U_{S(B\Gamma)})^2}.$$

Фаза напруги  $u_S$  і кут зсуву фаз  $\varphi$

$$\psi_U = \arcsin \frac{\Delta U_{S(1)} \cos \psi_I}{U_{S(1)}}, \quad \varphi = \psi_U - \psi_I.$$

Коефіцієнт гармонік напруги

$$K_{GH} = \frac{\Delta U_{S(B\Gamma)}}{U_{S(1)}}.$$

Коефіцієнт потужності випрямляча щодо затискачів мережі

$$\chi = \frac{P_d}{S} = \frac{U_d I_d}{U_S I_\Phi}.$$

Залежності  $U_S$ ,  $U_{S(1)}$ ,  $K_{GH}$ ,  $\chi$  у функції  $u_d$  для  $a = 0,6$  приведені на рисунку 2.39 и 2.40.

Варіант схеми з реактором у колі випрямленого струму (рис. 2.30, б) дещо складніше в аналізі, оскільки опори в гілках розрахункових схем (рис. 2.32 і рис. 2.33) різні -  $X_{BX}$  включене в гілці з ЕРС  $U_d$  послідовно. Ідентичні характеристики схема має в зоні  $1 > u_d > 0,95$  за умови, що  $X_\Phi = X_S + X_P/2$ , тобто індуктивний опір реактора в два рази більший, ніж для випадку з використанням реактора на вході випрямляча. Для орієнтовних розрахунків можна використовувати отримані характеристики і за  $u_d < 0,95$ .

З одержаних залежностей неважко відзначити, що якнайкращі вхідні характеристики досягаються в зоні безперервних струмів за  $u_d < 0,95$ . Проте зниження випрямленої напруги за відсутності вхідного трансформатора не завжди допустимо.

Таким чином, можна сформулювати такий підхід до розрахунку параметрів випрямляча:

— задаємося допустимим значенням випрямленої напруги  $u_d$  і відповідно до зовнішньої характеристики знаходимо базовий струм  $I_d^*$ ;

– виходячи з потужності навантаження  $P_d = U_d I_d$ , знаходимо струм  $I_d$  і визначаємо індуктивний опір вхідного кола  $X_\phi = \frac{E_m}{I_d} I_d^*$  і реактора на вході випрямляча  $X_P = X_\phi - X_S$ .

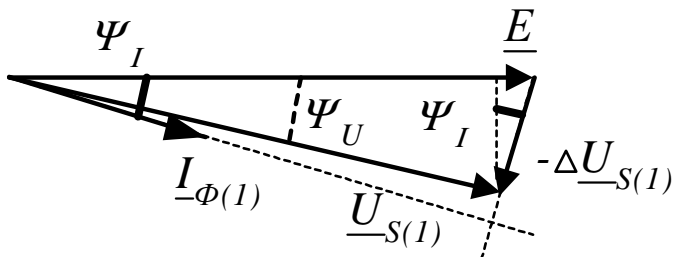


Рисунок 2.38 – Векторна діаграма напруги на вході випрямляча

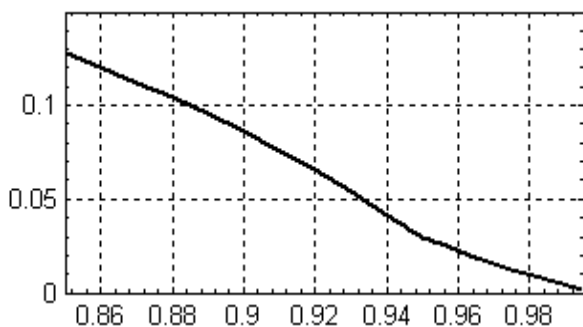


Рисунок 2.39 – Залежність  $K_{ГН}$  у функції  $u_d$  для  $\alpha=0,6$

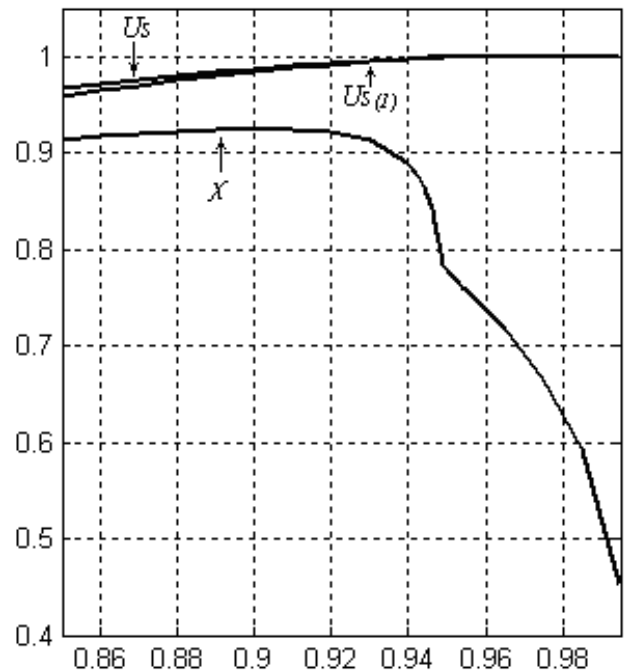


Рисунок 2.40 – Залежності  $U_S$ ,  $U_{S(1)}$ ,  $\chi$  у функції  $u_d$  для  $\alpha=0,6$

Разом із тим розглянута методика заснована на припущенні, що випрямлена напруга ТМВ не має пульсацій – ідеально згладжена, тому отримані значення мають в певній мірі оціночний характер. За обмеженого значення ємності конденсатора на виході ТМВ у випрямленій напрузі мають місце пульсації, які обумовлені вищими гармоніками вихідного струму випрямляча. Це впливає на результати розрахунку. Отже під час визначення відносних значень вихідного струму ТМВ і відносної амплітуди його гармонік разом з  $u_d$  варто урахувувати коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги  $K_{П}$ .

Значення  $I_d^*$ ,  $I_{dm(6)}^* = I_{dm(6)}/I_d$  для низки значень  $K_{П}$  наведені в таблиці 2.8. Варто зазначити, що за малих значень амплітуди пульсацій значення майже збігаються, так при  $K_{П}=0,01$  похибка для визначення  $I_d^*$  та  $I_{(1)}^*$  на рівні 1,6 %, для вищих гармонік струму похибка збільшується від 6 до 13 %.

Розрахунок ємності вихідного конденсатора здійснюється за умови отримання заданого коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги, що обумовлені змінними складовими струму випрямляча  $i_d$  (2.50). Найбільша з них має кратність  $n = 6$ , тобто струм у конденсаторі, обумовлений цією гармонікою (наступні складові струму з кратністю  $n=12, 18, ..$  впливають значно меншою мірою)  $i_C = I_{dm(6)} \cos \omega t$ .

Відповідне значення напруги пульсації у колі постійного струму (на кон-

денсаторі) відносно постійної складової  $U_d$

$$u_{II}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = -\frac{I_{dm(6)}}{6\omega C} \sin 6\omega t = -U_{II(6)} \sin 6\omega t, \quad (2.51)$$

де  $U_{II(6)}$  – амплітуда пульсації.

Значення ємності  $C$  обирається виходячи з коефіцієнта пульсацій  $K_{II}=U_{II(6)}/U_d$

$$C = \frac{I_{dm(6)}}{6\omega \cdot K_{II} \cdot U_d}. \quad (2.52)$$

Таблиця 2.8 - Відносне значення гармонік випрямленого струму

Гармоніки струму	Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги $K_{II}$ , в.о.									
	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	0,1
Для $u_d=0,95$										
$I_d^*$	0,0105	0,0123	0,0137	0,015	0,0159	0,0173	0,0193	0,02	0,022	0,024
$I_{dm(6)}^I$	1	0,99	0,99	0,996	1	1	0,99	1	0,98	0,98
Для $u_d=0,94$										
$I_d^*$	0,0244	0,0244	0,0253	0,0257	0,026	0,026	0,0268	0,0286	0,029	0,3
$I_{dm(6)}^I$	0,523	0,583	0,623	0,664	0,711	0,767	0,793	0,8	0,82	0,844
Для $u_d=0,93$										
$I_d^*$	0,0386	0,0386	0,0387	0,0387	0,04	0,04	0,0413	0,0413	0,043	0,043
$I_{dm(6)}^I$	0,359	0,394	0,43	0,468	0,487	0,52	0,539	0,568	0,58	0,611
Для $u_d=0,92$										
$I_d^*$	0,053	0,0537	0,0537	0,0537	0,0537	0,0537	0,0537	0,0538	0,056	0,057
$I_{dm(6)}^I$	0,276	0,3	0,326	0,351	0,377	0,401	0,427	0,449	0,453	0,478
Для $u_d=0,91$										
$I_d^*$	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07	0,07	0,072	0,072
$I_{dm(6)}^I$	0,217	0,24	0,263	0,284	0,305	0,326	0,345	0,364	0,37	0,39
Для $u_d=0,9$										
$I_d^*$	0,088	0,088	0,088	0,088	0,088	0,085	0,086	0,085	0,85	0,85
$I_{dm(6)}^I$	0,173	0,191	0,21	0,227	0,244	0,269	0,285	0,3	0,312	0,322

При виборі значення  $u_d$  для перетворювачів частоти (ПЧ) з ланкою постійного струму (про які мова йде у п. 6.1) варто враховувати, що більшість ПЧ, що серійно випускаються, не передбачають вхідного трансформатора і живляться безпосередньо від мережі. Значення  $E_L$  (лінійна напруга мережі в режимі холостого ходу) на 5 % відсотків перевищує  $U_{НОМ}$  (при  $U_{НОМ}=380$  В  $E_L=400$  В). Відповідно до рисунку 2.40 для забезпечення коефіцієнта потужності на вході ПЧ на рівні  $\chi=0,9$  значення  $u_d$  повинне бути нижче 0,94.

У разі використання векторної ШІМ (п. 4.2.5.3) граничне значення вихідної лінійної напруги АІН  $U_{Л}=0,707U_d$  або  $U_{Л}=u_dE_L$ . Компенсація падіння  $U_d$  можлива тільки в невеликих межах при перемодуляції ціною погіршення гармонійного складу вихідної напруги (збільшення частки низькочастотних гар-

монік). Варто врахувати також падіння напруги у вихідному фільтрі АІН, яке складає (3÷5)%. Таким чином, при виборі  $u_d = 0,92 \div 0,94$  напруга двигуна на 5÷7% нижче за номінальну.

### Приклад 2.6.

Розрахувати параметри трифазного мостового випрямляча (ТМВ) з ємнісним фільтром, що отримує живлення безпосередньо від мережі з лінійною напругою  $U_L = 380$  В при опорі фази мережі  $X_S = 0,03$  Ом. Коефіцієнт пульсацій напруги навантаження  $K_{ПН} = 0,05$ . Потужність навантаження  $P = 100$  кВт.

#### Розв'язання.

Вихідна напруга ТМВ з ємнісним фільтром у режимі холостого ходу

$$U_{d0} = U_{Лм} = \sqrt{2} \cdot 380 = 537,4 \text{ В.}$$

Під час роботи з навантаженням приймаємо  $u_d = 0,94$ , при цьому вихідна напруга

$$U_d = u_d \cdot U_{d0} = 0,94 \cdot 537 = 505,2 \text{ В.}$$

Значення  $I_d^*$  згідно табл.2.8 становить  $I_d^* = 0,026$ .

Вихідний струм ТМВ

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{100\,000}{505,2} = 197,9 \text{ А.}$$

Індуктивний опір вхідного кола

$$X_\phi = \frac{E_m}{I_d} I_d^* = \frac{220 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,026}{197,9} = 0,0409 \text{ Ом.}$$

Опір додаткового реактора на вході випрямляча

$$X_P = X_\phi - X_S = 0,0409 - 0,03 = 0,0109 \text{ Ом.}$$

Індуктивність додаткового реактора

$$L_P = X_P / \omega = 0,0109 / 314 = 35 \text{ мкГн.}$$

Відносне значення 6-ї гармоніки вихідного струму ТМВ  $I_{dm(6)}^l$  згідно з таблицею 2.8 становить  $I_{dm(6)}^l = 0,711$ .

Відповідно амплітуда 6-ї гармоніки

$$I_{dm(6)} = I_d \cdot I_{dm(6)}^l = 197,9 \cdot 0,711 = 140,7 \text{ А.}$$

Значення ємності

$$C = \frac{I_{dm(6)}}{6 \cdot \omega \cdot K_{ПН} \cdot U_d} = \frac{140,7}{6 \cdot 314 \cdot 0,05 \cdot 505,2} = 2959 \text{ мкФ.}$$

При використанні наближеної методики (п. 2.1.3) без урахування індуктивного опору на вході ТМВ значення ємності значно більше

$$C = \frac{I_d}{6 \cdot \omega \cdot K_{ПН} \cdot U_d} = \frac{197,9}{6 \cdot 314 \cdot 0,05 \cdot 505,2} = 4160 \text{ мкФ.}$$

## 2.3 Складені багатопульсні та багатофазні схеми випрямлення

За великих потужностей навантаження на перший план виносяться питання забезпечення високої якості вихідної напруги випрямляча і електромагнітної сумісності з мережею живлення. Останнє передбачає, що вхідний струм випрямляча максимально наближений до синусоїдального. Використання фільтрів на вході або виході випрямляча погіршує малогабаритні показники, обумовлює додаткові втрати у схемі, що звичайно, не ефективно.

Зазначимо також, що потужність випрямляча, його робочий струм і напруга визначаються параметрами приладів, що використано у схемі. Це обумовлює необхідність використання послідовного або паралельного з'єднань діодів і прийняття рішень щодо вирівнювання їх навантаження за струмом і напругою.

Розглянуті проблеми значною мірою можуть бути усунені при використанні складених схем випрямлення з послідовним (для збільшення вихідної напруги) або паралельним (для збільшення вихідного струму) з'єднанням окремих випрямлячів, що мають ізольовані джерела живлення змінного струму.

Для збільшення кількості пульсацій  $m$  у кривій випрямленої напруги необхідно збільшити кількість фаз напруги живлення. Так, за 12-и пульсацій ( $m=12$ ) зсув напруги за фазою складає  $\Psi=2\pi/12=30^\circ$ . Останнє можна забезпечити у разі використання різних схем з'єднань обмоток трансформаторів на вході трифазних мостових випрямлячів (рис. 2.41). Для того, щоб напруги на виході випрямлячів були однаковими  $U_{d1}=U_{d2}$ , коефіцієнт трансформації  $TV2$  має бути в  $\sqrt{3}$  разів більший, ніж у  $TV1$ . Однаковими значення випрямленої напруги будуть, якщо однакові фазні напруги вторинних обмоток трансформаторів  $U_{2\phi(1)}=U_{2\phi(2)}$ . Фазні напруги первинних обмоток за однакової лінійної напруги  $U_{1\phi(1)}=U_L/\sqrt{3}$ ,  $U_{1\phi(2)}=U_L$ , звідки коефіцієнти трансформації  $n_1=n$ ,  $n_2=n\sqrt{3}$ . Можна використати один трансформатор з двома комплектами вторинних обмоток із різними схемами з'єднання і кількістю витків.

Діаграми вихідної напруги кожного з випрямлячів подані на рисунку 2.42. Оскільки миттєві значення напруги  $u_{d1}$  і  $u_{d2}$  зсунуті на кут  $\Psi=30^\circ$  (за основною гармонікою), то кількість пульсацій напруги на навантаженні  $u_d$  подвоюється і складає за період 12 за відповідного зменшення їх амплітуди. *Такі схеми із з'єднанням випрямлячів називають багатопульсними.*

Розглянемо принцип формування струму, що споживається від мережі 12-пульсним випрямлячем за активно-індуктивного навантаження для фази  $A$ . Відповідні складові струму, що визначають загальний струм у фазі  $A$  мережі, показані стрілками на рис. 2.41. Для спрощення аналізу вважаємо, що випрямлений струм ідеально згладжений. Вище (п. 2.2.2) було показано, що фазний струм на вході трифазного мостового випрямляча несинусоїдальний і переривчастий – тривалість його напівхвилі складає дві третини періоду. Якщо нехтувати індуктивністю вхідних кіл випрямляча то струм має прямокутну форму. Відповідно до цього струм  $i_{A1}$  для першого випрямляча має форму (відносно напруги  $u_A$ ), що подана на рисунку 2.43. Струм  $i_{A2}$  на вході другого випрямляча визначається як  $i_{A2}=i_{AB}-i_{CA}$  (рис. 2.41, 2.43), де  $i_{AB}$ ,  $i_{CA}$  – фазні струми первинної обмотки трансформатору  $TV2$  визначені відносно відповідної напруги  $u_{AB}$ ,  $u_{CA}$ .

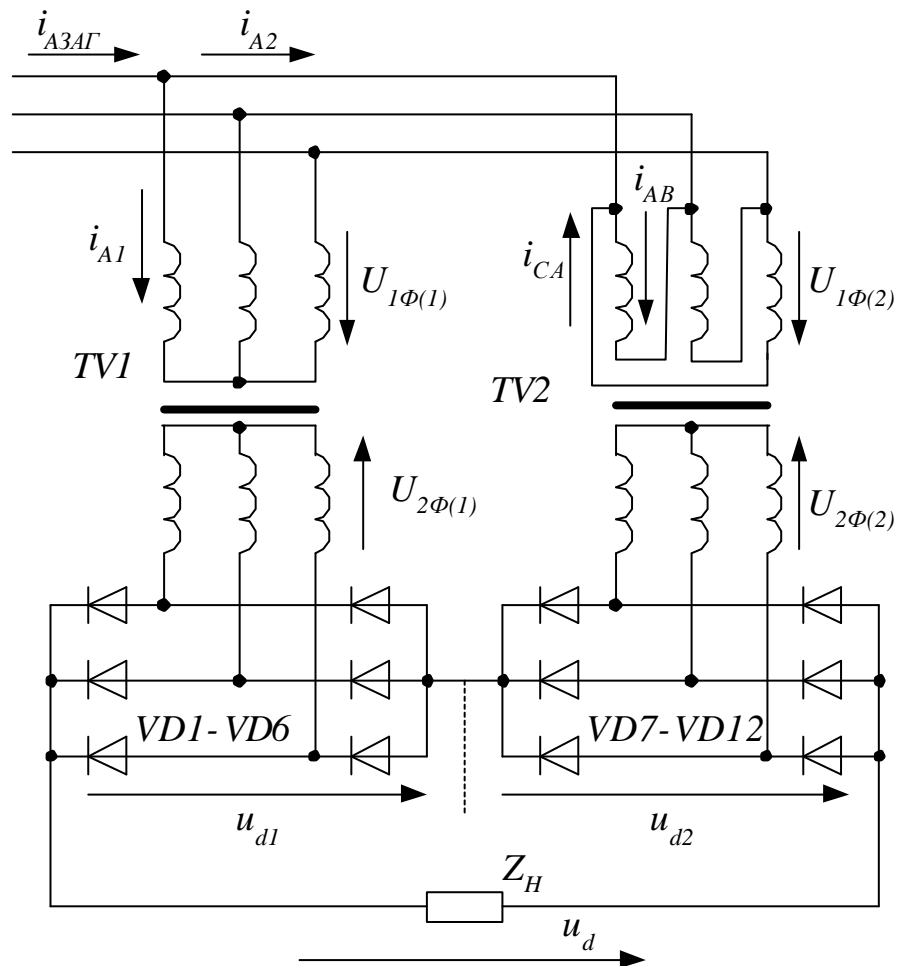


Рисунок 2.41 – Складена 12-пульсна схема випрямляча з послідовним з'єднанням мостів

Варто зазначити, що згідно з коефіцієнтами трансформації трансформаторів струм  $i_{A1}$  має амплітуду в  $\sqrt{3}$  разів більшу, ніж  $i_{AB}$ ,  $i_{CA}$ . Загальний струм у фазі  $A$  мережі  $i_{A3A\Gamma}$  визначається сумою струмів  $i_{A3A\Gamma} = i_{A1} + i_{A2}$  і має східчасту форму, що апроксимує синусоїду. Як наслідок, гармонійний склад вхідного струму випрямляча суттєво покращується порівняно з мостовою схемою. Кратність гармонік вхідного струму ( $f_{BX}$ ) відносно частоти мережі ( $f_M$ ) за  $m=12$  складає

$$f_{BX}/f_M = k = (im \pm 1) = 11, 13, 23, \dots$$

Відповідно зменшуються і амплітуди гармонік

$$I_{m(k)} = I_{m(1)}/k.$$

Визначимо вхідний струм (рис. 2.43) як суму струмів  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$ , що відповідають першому, другому і третьому рівням (схо-

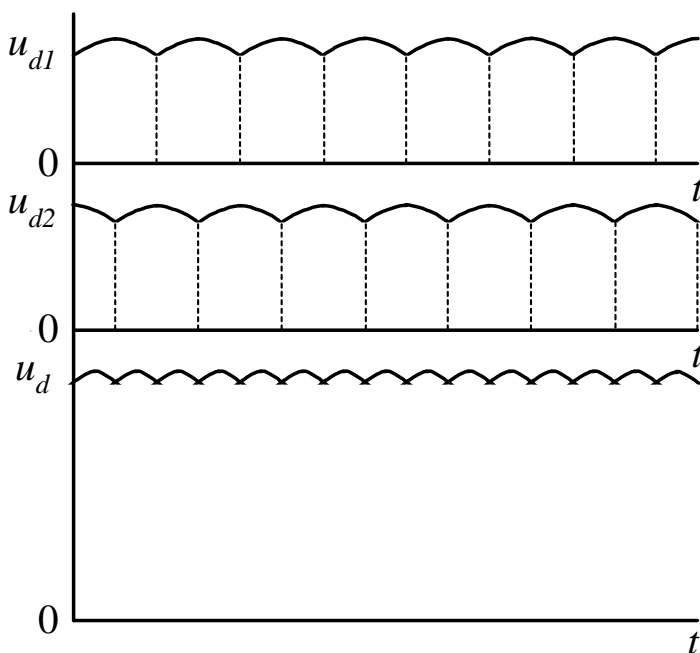


Рисунок 2.42 – Діаграми вихідної напруги 12-пульсного випрямляча

динкам) у позитивній і негативній напівхвилі  $i_{3\Delta\Gamma}=i_1+i_2+i_3$ . Ці струми мають прямокутну форму, симетричну відносно нуля, тривалість напівхвилі відносно  $\pi$  становить  $\alpha$  ( $\alpha_1=1$ ,  $\alpha_2=2/3$ ,  $\alpha_3=1/3$ ). Для них можна використати стандартне розкладання у ряд Фур'є

$$i(\omega t) = \frac{4A}{\pi} \left( \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) \cos \omega t + \frac{1}{3} \sin\left(\frac{3\alpha\pi}{2}\right) \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \sin\left(\frac{5\alpha\pi}{2}\right) \cos 5\omega t + \dots \right) \quad (2.53)$$

де  $A$  – амплітуда струму ( $I_{1m}=A=I/(\sqrt{3}n)$ ,  $I_{2m}=\sqrt{3}A=I/n$ ,  $I_{3m}=A=I/(\sqrt{3}n)$ ,  $n$  – коефіцієнт трансформації  $TVI$ ,  $I$  – амплітуда струму навантаження).

Оскільки зі змінюванням  $\alpha$  змінюється лише амплітуда перших гармонік (початкова фаза відсутня), то значення амплітуд можна складати безпосередньо, тобто

$$I_{3\Delta\Gamma m(1)} = I_{1m(1)} + I_{2m(1)} + I_{3m(1)}.$$

З урахуванням амплітуди струмів (2.53) і  $\alpha$  отримуємо

$$I_{3\Delta\Gamma m(1)} = \frac{4I}{\sqrt{3}\pi n} \left( \sin \frac{\pi}{2} + \sqrt{3} \sin \frac{2}{3} \frac{\pi}{2} + \sin \frac{1}{3} \frac{\pi}{2} \right) = \frac{4I}{\sqrt{3}\pi n} 3 = 3,82 A. \quad (2.54)$$

Діюче значення 1-ї гармоніки вхідного струму  $I_{3\Delta\Gamma(1)} = I_{3\Delta\Gamma m(1)} / \sqrt{2} = 2,701 A$ .  
Діюче значення вхідного струму згідно з визначенням

$$I_{3\Delta\Gamma} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{3\Delta\Gamma}^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (i_1 + i_2 + i_3)^2 d\omega t}. \quad (2.55)$$

Замінюємо інтеграл суми на суму інтегралів і згідно з рисунком 2.43 отримуємо

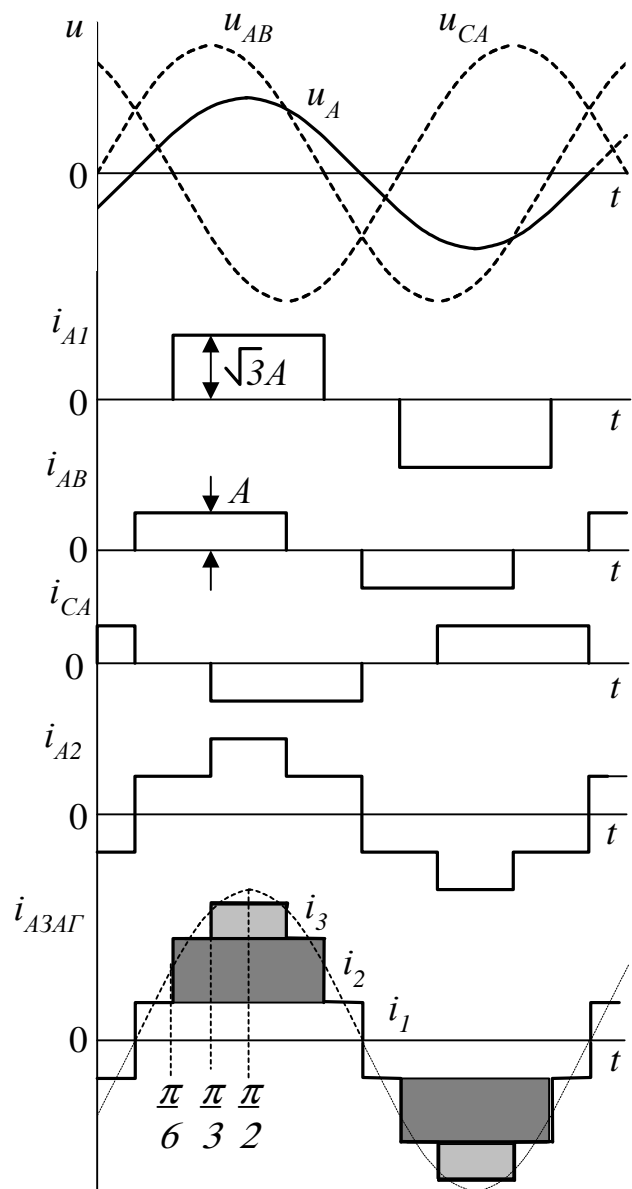


Рисунок 2.43 – Формування вхідного струму випрямляча

$$I_{3\Lambda\Gamma} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{6}} A^2 d\omega + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} A^2 (1 + \sqrt{3})^2 d\omega + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} A^2 (2 + \sqrt{3})^2 d\omega \right]} =$$

$$= \sqrt{A^2 \frac{12 + 6\sqrt{3}}{3}} = 2,732A. \quad (2.56)$$

Коефіцієнт спотворення вхідного струму  $\nu = \frac{I_{3\Lambda\Gamma(1)}}{I_{3\Lambda\Gamma}} = \frac{2,701A}{2,732A} = 0,989$ .

Коефіцієнт гармонік  $K_\Gamma = \sqrt{\frac{1}{\nu^2} - 1} = 0,15$  (15 %).

Відзначимо, що розглянутий принцип побудови випрямляча щодо формування вхідного струму є ефективним за будь-якого навантаження, зокрема і ємнісного.

Кращих показників можна досягнути у разі використання 18-пульсних (вхідний струм подано на рисунку 2.44) або 24-пульсних схем випрямлячів.

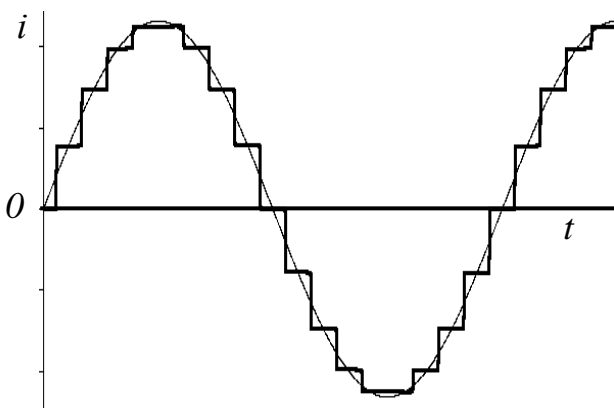


Рисунок 2.44 – Вхідний струм 18-пульсної схеми випрямлення

При цьому зсув фазної напруги складе відповідно  $\Psi = 20^\circ$  або  $\Psi = 15^\circ$ . Конструкція багатофазного трансформатора достатньо складна, так 18-фазний має три комплекти вторинних обмоток із різною кількістю витків: один комплект за схемою «зірка», два інших комбіновані, коли кожна фаза складається з двох котушок. Комбінований варіант передбачає отримання необхідного зсуву фаз завдяки складанню напруги з певним зсувом за кутом. Це можливо за ком-

бінованої схеми з'єднання, коли одні котушки фаз з'єднуються у «трикутник» з приєднанням до вузлів других котушок фази (рис. 2.49) або послідовним з'єднанням двох котушок різних фаз трансформатора за схемою «зигзаг» (рис. 2.45).

Так, зсув напруги  $U_1$  і  $U_2$  відносно  $U_A = U_\phi$ , відповідно, на кут  $20^\circ$  і  $40^\circ$  досягається складанням напруги  $U_{\phi 1}$  і  $U_{\phi 2}$ , що зсунуті на кут  $60^\circ$  (рис. 2.45). Значення напруги при цьому складають  $U_{\phi 1} = 0,743U_\phi$ ,  $U_{\phi 2} = 0,395U_\phi$ .

Для отримання великих струмів використовують паралельне з'єднання мостів із відповідним зсувом фазної напруги, як і при послідовному з'єднанні.

Мости підключаються до навантаження через реактори, які сприймають на себе миттєву різницю між напругою мосту і результуючою напругою на навантаженні.

Варто зазначити, що розглянутий вище принцип випрямлення використовується і для утворення декількох ізольованих джерел постійного струму (п. 6.1.1.2) як засіб забезпечення високої якості струму, що споживається від мережі.



Для цих випадків доцільно використовувати поняття **багатофазні схеми випрямлення**.

Цей принцип використовується також і для схем керованих випрямлячів, що дозволяє покращити гармонійний склад вхідного струму, проте зсув фази за основною гармонікою струму залишається і залежить від куту керування тиристорами (див. п. 2.5).

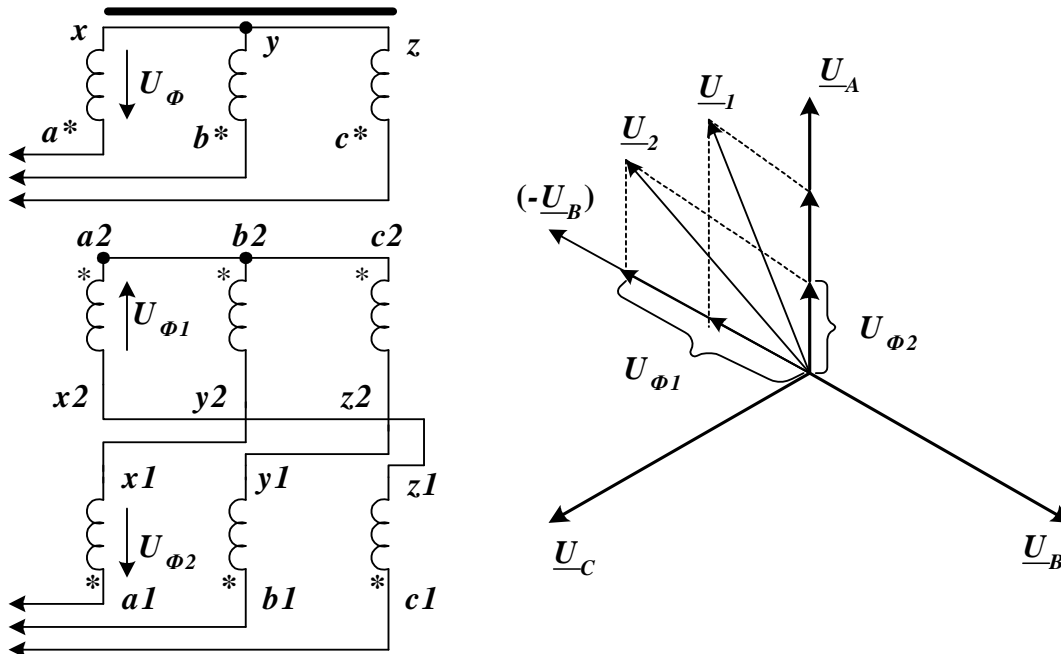


Рисунок 2.45 – Принцип формування зсуву напруги трансформатора

**Приклад 2.7.** Розрахувати параметри схеми 12-пульсного випрямляча на напругу  $U_{НОМ}=900$  В і струм  $I_{НОМ}=1000$  А при живленні від мережі з  $U_{Л}=6$  кВ. Визначити коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги, діюче значення вхідного струму і амплітуду його першої гармоніки, коефіцієнт потужності.

**Розв’язання.** При послідовному з’єднанні двох (рис. 2.41) трифазних мостів напруга кожного з них становить  $U_d=U_{d1}=U_{d2}=U_{НОМ}/2=450$  В.

Згідно з табл.2.1 знаходимо. Напругу вторинної обмотки трансформаторів  $U_{2\phi}=U_d/2.34=450/2.34=192,3$  В.

Параметри для вибору діодів:

$$I_{VDSP}=I_{НОМ}/3=1000/3=333,3 \text{ А}, \quad I_{ПРДОП}=K_{ЗАП}I_{VDSP}=1,3 \cdot 333,3=433,3 \text{ А}$$

$$U_{ЗВМАХ}=1,05U_d=1,05 \cdot 450=472,5 \text{ В}, \quad U_{ЗВДОП}=K_{ЗАП}U_{ЗВМАХ}=614,3 \text{ В}.$$

Згідно з [6, 9] обираємо діод Д143-500-7.

Потужність навантаження окремого випрямляча

$$P_d=U_dI_{НОМ}=450 \cdot 1000=450 \text{ кВт}.$$

Потужність і коефіцієнти трансформації трансформаторів

$$S_T=1,05P_d=472,5 \text{ кВА}; \quad U_{1\phi(1)}=U_{Л}/\sqrt{3}=3464 \text{ В};$$

$$n=n_1=U_{1\phi(1)}/U_{2\phi}=3464/192,3=18; \quad n_2=\sqrt{3}n_1=31,18.$$

За кількістю пульсацій випрямленої напруги  $m=12$  амплітуда найбільшої гармоніки (2.4)

$$U_{B(12)}=2 \cdot 900 / (12^2 - 1) = 1800 / 143 = 12,6 \text{ В},$$

$$K_{ПН} = U_{B(12)} / U_{НОМ} = 12,6 / 900 = 0,014.$$

Вважаємо струм ідеально згладженим, тоді

$$I = I_{НОМ} = 1000 \text{ А}, \quad A = I / (\sqrt{3}n) = 1000 / (18\sqrt{3}) = 32,08 \text{ А}.$$

Згідно з (2.36) діюче значення струму мережі

$$I = 2,732A = 2,732 \cdot 32,08 = 87,64 \text{ А}.$$

Амплітуда першої гармоніки (2.48)  $I_{1m(1)} = 3,82A = 3,82 \cdot 32,08 = 122,55 \text{ А}.$

Коефіцієнт потужності випрямляча дорівнює коефіцієнту викривлення струму  $\chi = v = 0,989.$

## 2.4 Вхідний струм багатофазних схем випрямлення з вихідним ємнісним фільтром

У багаторівневих каскадних перетворювачах частоти (див. п. 6.1.1.2) у ланці постійного струму використовується декілька ізольованих джерел – окремо на кожен інвертор. Джерело містить у собі трифазний міст на діодах із конденсатором фільтра на виході, що живиться від окремої обмотки трансформатора. Для поліпшення форми струму, що споживається з мережі, вхідний трансформатор використовується як багатофазне джерело – звичайно 12- ( $m=12$ ) чи 18-фазне ( $m=18$ ). Фазні (лінійні) напруги обмоток для живлення випрямлячів мають зсув за фазою  $360^\circ/m$ . Це досягається в комбінованих схемах у разі використання декількох котушок у фазах вторинної обмотки трансформатора.

**Дванадцятифазна схема випрямлення.** У випадку 12-фазної схеми два мостових трифазних випрямляча живляться від двох комплектів вторинних обмоток трансформатора (рис. 2.46) з'єднаних за схемою «зірка» і «трикутник».

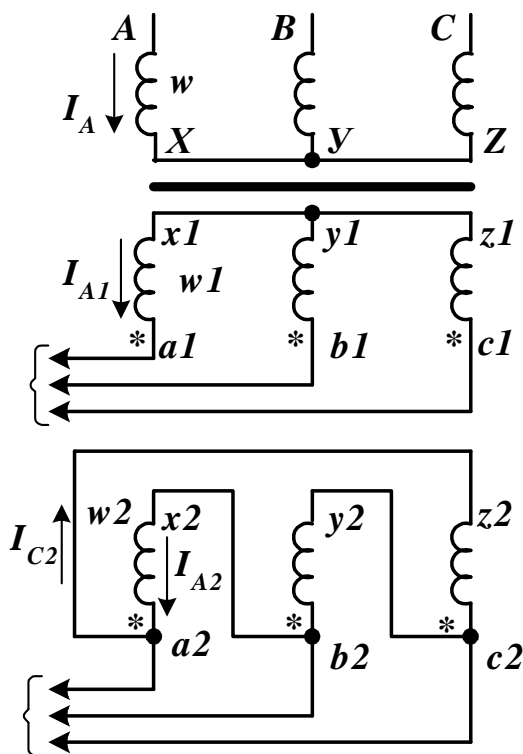


Рисунок 2.46 – З'єднання трансформатору для 12-фазної схеми випрямлення

Цим забезпечується взаємний зсув (рис. 2.47) лінійної напруги відповідно, до якого здійснюється формування випрямленої напруги на  $30^\circ$  (при збігу фазної напруги). Струм споживається на інтервалах заряду конденсатора, коли  $u_{2Л} > U_C$  (відкриті діоди випрямляча). Для забезпечення рівності лінійної напруги напруга обмотки за схемою «трикутник» повинна бути в  $\sqrt{3}$  разів більше (відповідно більша і кількість витків обмотки).

При схемі «трикутник» мають місце деякі особливості. Так, струм за  $u_{2Л} > U_C$  і вмиканні пари діодів моста протікає одночасно у всіх трьох фазах вторинної обмотки. При цьому дві з них з'єднуються між собою послідовно і паралельно третій, напруга якої в даний момент часу максимальна.

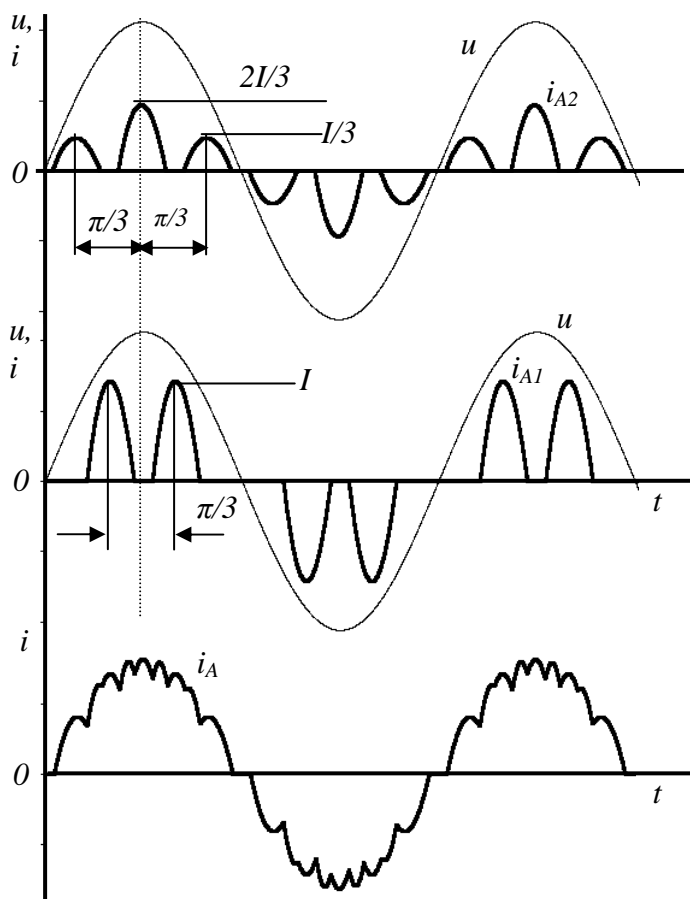


Рисунок 2.48 – Напруга і струм для 12-фазної схеми випрямлення

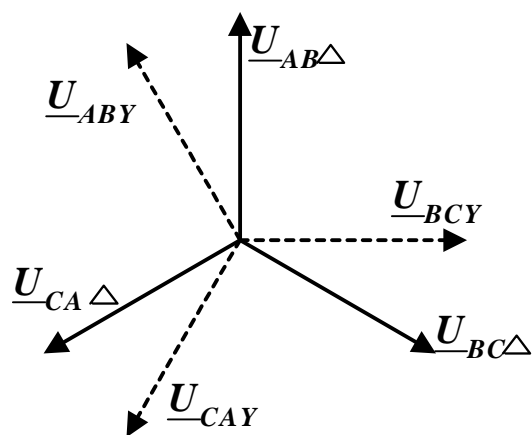


Рисунок 2.47 – Векторна діаграма напруги для схем «зірка» та «трикутник»

Струм випрямляча поділяється на дві паралельні гілки у співвідношенні 1:2. Оскільки струми в лінійних проводах (на вході випрямляча) для обох схем з'єднання вторинних обмоток трансформатора (при однаковому навантаженні) однакові (рис. 2.48) і складають  $I$ , то струми у фазах

«трикутника» будуть складати  $\frac{1}{3}I$  і  $\frac{2}{3}I$ . Максимальне значення імпульсу струму відповідає максимальній напрузі даної фази, інші імпульси струму відповідають максимумам напруги в двох інших фазах і зсунені попарно на кут  $\pi/3$ .

Струм фази первинної обмотки (що споживається з мережі змінного струму) визначається спільною дією обох комплектів вторинних обмоток. Якщо зневажити струмом холостого ходу, значення струму фази можна визначити з умови рівності МРС (магніторушійна сила):

$$i_A w = i_1 w_1 + i_2 w_2 \quad \text{або} \quad i = i_1 / n + \sqrt{3} i_2 / n, \quad (2.57)$$

де  $i_1$ ,  $i_2$  – струми вторинної обмотки, для схем «зірка» і «трикутник»,  $w$ ,  $w_1$ ,  $w_2 = \sqrt{3} w_1$  – кількість витків первинної і вторинних обмоток,  $n = w / w_1$ .

Значення струму  $i_1$  визначається виразом (2.29). Струм  $i_2$  визначимо як суму трьох одиночних імпульсів ( $f_2(\omega t)$ ) відповідно до рисунку 2.21, б) відповідної амплітуди і фазового зсуву

$$i_2 = 2/3 [f_2(\omega t) + 0,5 f_2(\omega t + \pi/3) + 0,5 f_2(\omega t - \pi/3)]. \quad (2.58)$$

Значення  $f_2(\omega t)$  визначається відповідно до (2.26) за  $k=1,3,5,\dots$ . Друга і третя складові (2.58) для  $k=3,9,\dots$  мають зсув фази кратний  $\pi$  – сума їх дорів-

нює першій складовій, але зі знаком мінус -  $f_2(\omega t)$ , що призводить до взаємної компенсації гармонік кратних трьом. Для  $k=1, 5, \dots$  з урахуванням зсуву фаз між другою і третьою складовими (2.58)  $2\pi/3$  сума дорівнює  $0,5f_2(\omega t)$ . Таким чином,  $i_2=2/3[f_2(\omega t)+0,5f_2(\omega t)]=f_2(\omega t)$  і для другої складової (2.57) одержуємо вираз аналогічний (2.29). Відмінність у тому, що вираз (2.29) складено щодо лінійної напруги, яка випереджає фазу на кут  $\pi/6$ , тобто  $i_2$  описується виразом

$$f_3^1(\omega t) = 2\sqrt{3}a \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k \cos k(\omega t - \frac{\pi}{6}) .$$

З урахуванням відзначеного, вираз (2.57) приймає вигляд

$$\begin{aligned} i_A &= 2\sqrt{3}a \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k [\cos(k\omega t + \psi_k) + \cos k(\omega t - \pi/6)]/n = \\ &= \frac{1}{n} [\sum_{l=0}^{\infty} I_{m(k)} (\cos(k\omega t + \psi_k) + \cos k(\omega t - \pi/6))], \end{aligned} \quad (2.59)$$

де  $n$  – коефіцієнт трансформації (для схеми Y),  $k=6l \pm 1$  – порядок гармоніки,  $I_{m(k)}$  – амплітуда гармоніки,  $\psi_k = \pm\pi/6$  – початкова фаза обумовлена зсувом лінійної напруги.

З урахуванням початкових фаз  $k$ -ї гармоніки струму  $\psi_{i(k)}$

$$\begin{aligned} i_A &= 2\sqrt{3}a \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k [\cos(k\omega t + \psi_k + \psi_{i(k)}) + \cos(k(\omega t - \pi/6) - \psi_{i(k)})]/n = \\ &= \sum_{l=0}^{\infty} I_{m(k)} [\cos(k\omega t + \psi_k + \psi_{i(k)}) + \cos(k(\omega t - \pi/6) - \psi_{i(k)})]/n. \end{aligned}$$

В загальному випадку для різного завантаження випрямлячів

$$i_A = \left[ \sum_{l=0}^{\infty} I_{m1(k)} \cos(k\omega t + \psi_k + \psi_{i1(k)}) + \sum_{l=0}^{\infty} I_{m2(k)} \cos(k(\omega t - \pi/6) + \psi_{i2(k)}) \right] / n. \quad (2.60)$$

*Однакове навантаження випрямлячів.* Відповідно до (2.59) для основної гармоніки ( $l=0$ )  $\psi_l = -\pi/6$ , одержуємо подвоєну амплітуду  $I_{m(1)} = 4a(\sqrt{3})a_1$ . Для вищих гармонік ( $l=1, 2, \dots$ ) за  $k=6l-1$  початкова фаза першої складової (2.59)  $\psi_k = +\pi/6$ , за  $k=6l+1$  фаза  $\psi_k = -\pi/6$ , для другої складової початкова фаза  $-k\pi/6$ . При  $k=6l-1=5$  для першої і другої складових початкові фази мають значення  $\pi/6$  і  $-5\pi/6$ , тобто гармоніки змінюються у протифазі, їхня сума дорівнює 0. Для  $k=6l+1=7$  фази  $-\pi/6$  і  $-7\pi/6$  і значення відповідної гармоніки також дорівнює 0. Аналогічні результати маємо для  $k=17$  і  $k=19$ . Для інших гармонік початкові фази збігаються, тобто вони складаються і їхня амплітуда подвоюється. Таким чином, виключення гармонік здійснюється при  $l=1, 3, 5, \dots$ , відносно значення інших гармонік зберігається таким же, як і для 6-фазної схеми випрямлення – ТМВ (у таблиці 2.8 наведений гармонійний склад за  $u_d=0,95$ ).

За різним завантаженням випрямлячів слід враховувати різну початкову фазу гармонік струму  $\psi_{i(k)}$  щодо фазної ЕРС джерела і після перетворень вираз (2.60) можна привести до вигляду

$$i_{1A} = \frac{1}{n} \left[ \sum_{l=0}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) \right], \quad (2.61)$$

$$\text{де } A_{(k)} = \sqrt{(I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + (-1)^l I_{m2(k)} \cos \psi_{i2(k)})^2 + (I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} (-1)^l \sin \psi_{i2(k)})^2},$$

$$\psi_{i(k)} = \arctg \frac{(I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} (-1)^l \sin \psi_{i2(k)})}{(I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} (-1)^l \cos \psi_{i2(k)})}.$$

Під час переходу до відносних значень (при розрахунку значень  $A_{(k)}$  і  $\psi_{i(k)}$ ) підставляємо відносні значення гармонік струму)

$$i_{1A} = \sqrt{2} \frac{E_m}{nX} \left[ \sum_{l=0}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) \right]. \quad (2.62)$$

Таблиця 2.8 – Гармонійний склад вхідного струму ТМВ та багатофазних схем випрямлення (за  $u_d=0,95$ )

Схема (навантаження)	Відносна амплітуда гармоніки, %					
$k$	5	7	11	13	17	19
ТМВ ( $R-L$ )	20	14,3	9,1	7,7	5,9	5,26
ТМВ ( $C$ )	62,3	37,6	8,65	8,6	3,9	3,6
12-фазна ( $C$ )	0	0	8,65	8,6	0	0
18-фазна ( $C$ )	0	0	0	0	3,9	3,6
24-фазна ( $C$ )	0	0	0	0	0	0

За однакового завантаження ТМВ (однаковій фазі гармонік) отримуємо

$$i_{1A} = \frac{1}{n} \left[ \sum_{l=0}^{\infty} (I_{m1(k)} + (-1)^l I_{m2(k)}) \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) \right]. \quad (2.63)$$

Під час переходу до відносних значень

$$i_{1A} = \sqrt{2} \frac{E_m}{nX} \left[ \sum_{l=0}^{\infty} (I_{1(k)}^* + (-1)^l I_{2(k)}^*) \cos(k\omega t + \psi_k) \right]. \quad (2.64)$$

**Вісімнадцятифазна схема випрямлення.** У випадку 18-фазної схеми три випрямляча живляться від трьох комплектів вторинних обмоток, що забезпечують взаємний зсув напруги на кут  $20^\circ$ . Зсув фази створюється послідовним з'єднанням обмоток різних фаз.

Розглянемо традиційний варіант із використанням як базової схеми «трикутник» (рис. 2.49). Перший комплект обмоток з'єднаний за схемою «трикутник», при цьому лінійні напруги (рис. 2. 51) дорівнюють фазним. Приймаємо діюче значення його напруги за 1 (далі напруги наводяться у відносних одиницях).

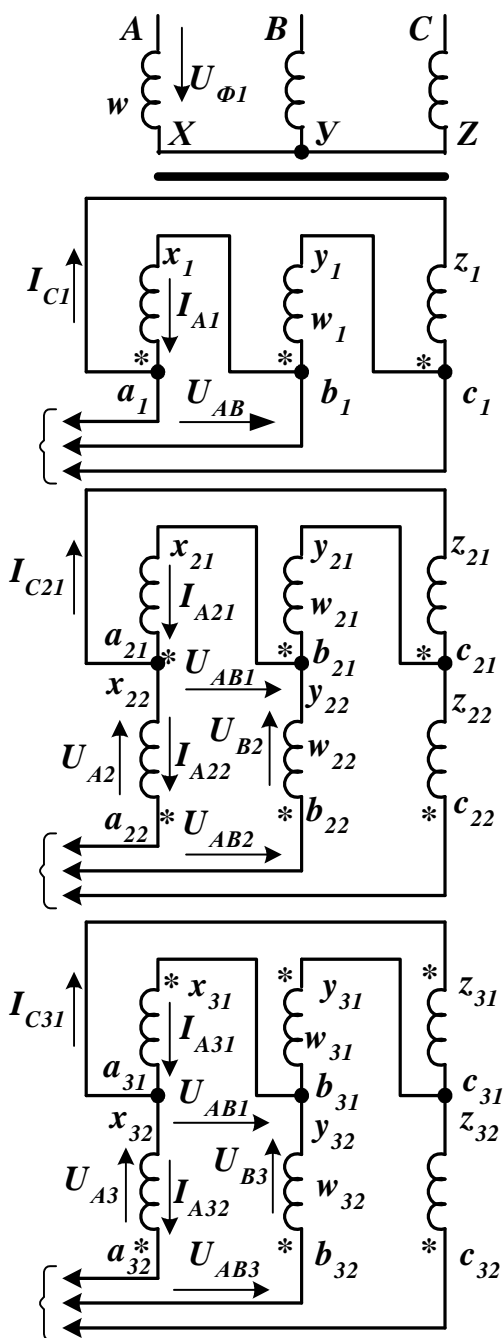


Рисунок 2.49 – З'єднання обмоток трансформатора

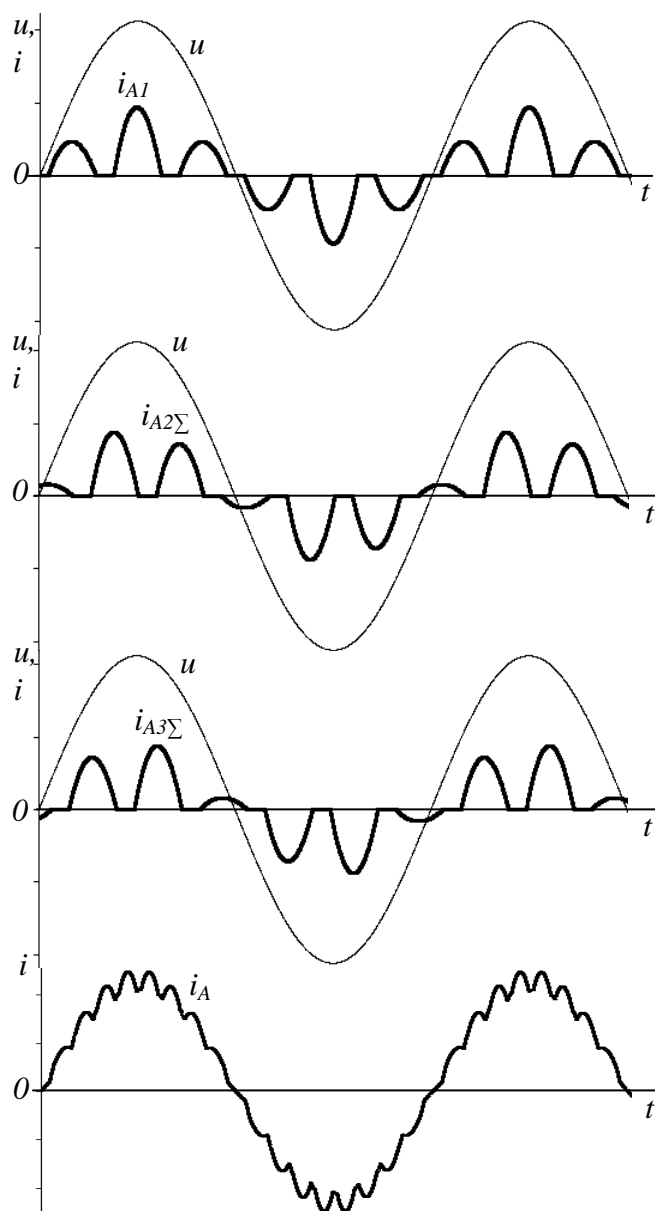


Рисунок 2.50 – Діаграми напруги і струмів для 18-фазної схеми випрямлення

Лінійна напруга на затискачах другого комплекту  $\underline{U}_{AB2}$  (між затискачами  $a_{22} - b_{22}$  на рисунку 2.49) визначається сумою лінійної напруги для схеми «трикутник»  $\underline{U}_{AB1}$  (між затискачами  $a_{21} - b_{21}$ ) і напругами  $\underline{U}_{A2}$  і  $\underline{U}_{B2}$  на послідовно з'єднаних з «трикутником» котушках  $a_{22}$ ,  $x_{22}$  і  $b_{22}$ ,  $y_{22}$ , відповідно. Напруги  $\underline{U}_{AB1}$  і  $\underline{U}_{A2}$  мають ту ж фазу, що і фазна напруга  $\underline{U}_A$ , їхні значення складаються  $\underline{U}_{AB1} + \underline{U}_{A2} = \kappa_1 \underline{U}_A$  ( $\underline{U}_{A2} = \kappa_2 \underline{U}_A$ ). Напруга  $\underline{U}_{B2}$  у разі додавання (відповідно до напрямку обходу контуру за другим законом Кірхгофа) має знак мінус, тобто спрямована протилежно фазній напрузі  $\underline{U}_B$  ( $\underline{U}_{B2} = \kappa_2 (-\underline{U}_B)$ ).

Результуюча напруга  $\underline{U}_{AB2}$  (рис. 2.51) випереджає  $\underline{U}_A$  на кут  $20^\circ$  і має те ж значення за умови, що коефіцієнти  $\kappa_1 = 0,742$  і  $\kappa_2 = 0,395$ . Різниця їх ( $\kappa_1 - \kappa_2$ ) = 0,347

і визначає напругу обмотки за схемою «трикутник». Згадані коефіцієнти визначаються кількістю витків у відповідних обмотках.

Третій комплект обмоток відрізняється від другого зустрічним включенням обмоток, з'єднаних у «трикутник» (на рисунку 2.49 однойменні виводи обмоток позначені) і співвідношенням напруги на послідовно з'єднаних із «трикутником» котушках  $a_{32}$ ,  $x_{32}$  і  $b_{32}$ ,  $y_{32}$ :  $\underline{U}_{A3} = \kappa_2 \underline{U}_A$ ,  $\underline{U}_{B3} = \kappa_1 (-\underline{U}_B)$ . Результируюча напруга  $\underline{U}_{AB3}$  (рис. 2.51) випереджає  $\underline{U}_A$  на кут  $40^\circ$ . При цьому результируючий струм фази трансформатора містить три складові від кожного з комплектів обмоток. Для першого комплекту обмоток маємо ту ж картину, що і для 12-фазної системи (рис. 2.50), струм  $i_l$  описується виразом (2.29) за  $\psi_k = 0$  (розглядаємо щодо напруги  $\underline{U}_A$ )

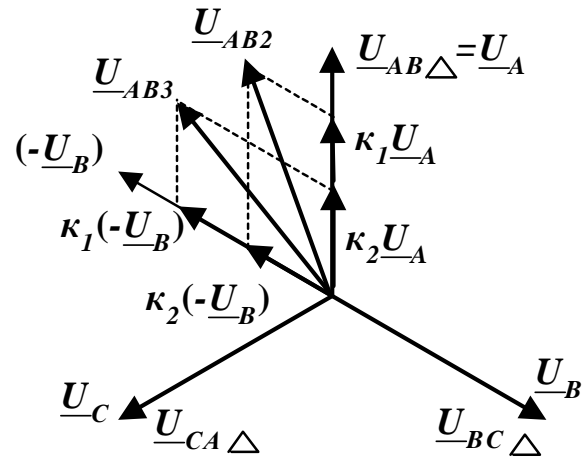


Рисунок 2.51 – Векторна діаграма напруги із зсувом  $20^\circ$

$$i_{A1} = f_3^*(\omega t) = 2\sqrt{3}a \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k \cos k\omega t.$$

Для другого і третього комплектів, виходимо з МРС обмоток, розміщених на загальному стрижні трансформатора ( $w_{21}$ ,  $w_{22}$  і  $w_{31}$ ,  $w_{32}$ ). Це дає можливість визначити еквівалентний струм фази, при цьому варто враховувати, що струм у лінійному проводі  $i_{22}$  і  $i_{32}$  (котушки  $w_{22}$ ,  $w_{32}$ ) дорівнює різниці фазних для схеми «трикутник»:  $i_A = (i_{A1} + i_{A2} + i_{A3})/n$ ,  $i_{A2} = 0,347i_{A21} + 0,395(i_{A21} - i_{C21}) = 0,742i_{A21} - 0,395i_{C21}$ ,  $i_{A3} = 0,347(-i_{A31}) + 0,742(i_{A31} - i_{C31}) = 0,395i_{A31} - 0,742i_{C31}$ , де  $n = w/w_1$ .

Відповідні складові еквівалентного струму фази наведені на рисунку 2.50.

Лінійні струми другого і третього комплекту обмоток (струми на вході відповідних випрямлячів) за однакового завантаження будуть такі ж, як і для першого комплекту. З урахуванням того, що результируючі лінійні напруги мають зсув за фазою, відповідно  $20^\circ$  і  $40^\circ$ , такий же зсув за однакових значень будуть мати і струми у фазах, тобто:  $i_{A21} = f_3^*(\omega t + 20^\circ)$ ,  $i_{C21} = f_3^*(\omega t + 20^\circ + 120^\circ)$ ,  $i_{A31} = f_3^*(\omega t + 40^\circ)$ ,  $i_{C31} = f_3^*(\omega t + 40^\circ + 120^\circ)$ .

Таким чином, еквівалентний струм фази трансформатора

$$i_A = \frac{2\sqrt{3}a}{n} \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_k \left[ \cos k\omega t + 0,742 \cos k(\omega t + 20^\circ) - 0,395 \cos k(\omega t + 140^\circ) + \right. \\ \left. + 0,395 \cos k(\omega t + 40^\circ) - 0,742 \cos k(\omega t + 160^\circ) \right]. \quad (2.65)$$

Або

$$i_A = \frac{1}{n} \left[ \sum_{l=0}^{\infty} I_{m1(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i1(k)}) + \sum_{l=0}^{\infty} I_{m2(k)} [0,742 \cos(k(\omega t + 20^\circ) + \psi_{i2(k)}) - \right. \\ \left. - 0,395 \cos(k(\omega t + 140^\circ) + \psi_{i2(k)})] + \right. \\ \left. + \sum_{l=0}^{\infty} I_{m3(k)} [0,395 \cos(k(\omega t + 40^\circ) + \psi_{i3(k)}) - 0,742 \cos(k(\omega t + 160^\circ) + \psi_{i3(k)})] \right].$$

Кратність гармонік  $k=6l\pm 1$ . Для основної гармоніки ( $k=1$ ) друга, третя і четверта, п'ята складові (2.65) при додаванні попарно дають значення  $\cos \alpha$ , тобто амплітуда струму потроюється (векторна діаграма наведена на рисунку 2.52, а, де вісь дійсних чисел, що відповідає фазі  $\alpha$  розташована вертикально).

Для  $l=1$  і парних значень  $l$  гармоніки у виразі (2.65) утворюють симетричну трифазну систему (на рисунку 2.52, б показана векторна діаграма для  $k=5$ ), сума їх дорівнює 0. Так, при  $k=5$  фази векторів, що відповідають другому і третьому складовим становлять  $\psi_2=5\cdot 20^\circ=100^\circ$  і  $\psi_3=5\cdot 140^\circ=700^\circ=(2\cdot 360^\circ-20^\circ)$ , результуючий вектор  $\underline{I}_{A2}$  має ту ж амплітуду, що і вектор  $\underline{I}_{A1}$ , але випереджає за фазою на  $\psi=120^\circ$ , для четвертої і п'ятої складових маємо  $\psi_4=5\cdot 40^\circ=200^\circ$  і  $\psi_5=5\cdot 160^\circ=800^\circ=(2\cdot 360^\circ+80^\circ)$ , результуючий вектор  $\underline{I}_{A3}$  має ту ж амплітуду, що і вектор  $\underline{I}_{A1}$ , але відстає по фазі на кут  $\psi=120^\circ$ .

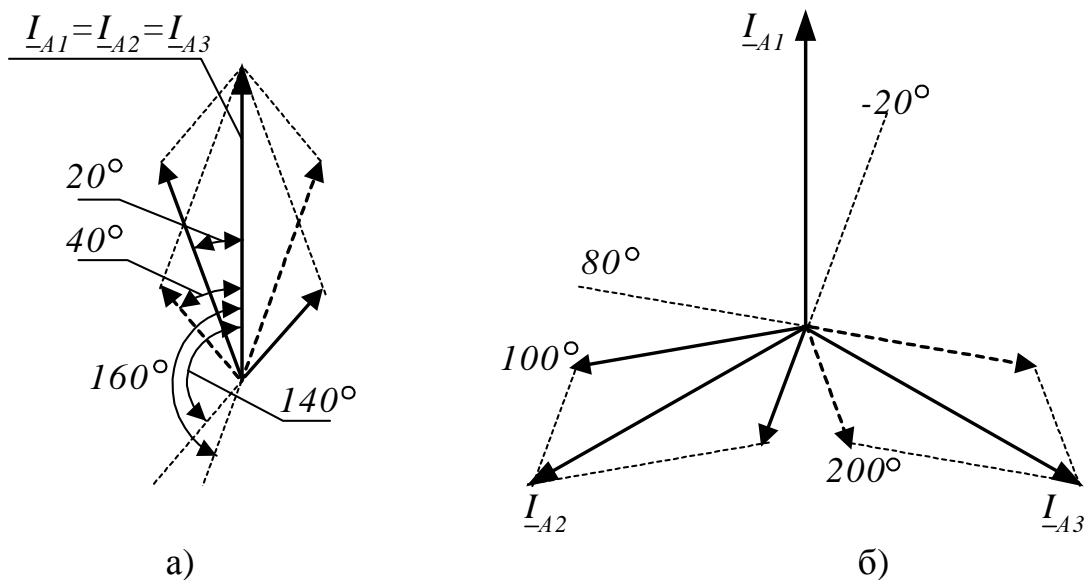


Рисунок 2.52 – Векторні діаграми струмів у 18-фазній схемі

При непарних значеннях  $l$  гармоніки мають однакову фазу й амплітуду, сумарний вектор, відповідно, втричі більше (відносна амплітуда гармонік залишається такою же, як і для трифазної мостової схеми – табл.2.8).

В загальному випадку завантаження ТМВ за струмом може бути різним, що впливає на амплітуду і фазу векторів. Амплітуда результуючого вектора визначається проекціями  $\underline{I}_{m1}$ ,  $\underline{I}_{m2}$  і  $\underline{I}_{m3}$  на вісь дійсних  $I_m^I$  і уявних чисел  $I_m^{II}$ . При  $k=18l\pm 1$  отримуємо

$$A_{(k)} = \sqrt{I_{m(k)}^I{}^2 + I_{m(k)}^{II}{}^2}, \quad (2.66)$$

$$\text{де } I_{m(k)}^I = I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} \cos \psi_{i2(k)} + I_{m3(k)} \cos \psi_{i3(k)},$$

$$I_{m(k)}^{II} = I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} \sin \psi_{i2(k)} + I_{m3(k)} \sin \psi_{i3(k)},$$

$$\alpha_{(k)} = \arctg\left(\frac{I_{m(k)}^{II}}{I_{m(k)}^I}\right) - \text{фаза результуючого вектора.}$$



При  $l=1$  та значеннях  $l$ , що не кратні 3 ( $k \neq 18l \pm 1$ ) отримуємо

$$I_{m(k)}^{11} = I_{m2(k)} \sin(\psi_{i2(k)} - \frac{2\pi}{3}) + I_{m3(k)} \sin(\psi_{i3(k)} + \frac{2\pi}{3}) + I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)}.$$

За непарних  $l$  положення векторів струмів другого і третього випрямлячів відповідають рисунку 2.52, б, при парних вектора міняються місцями і

$$I_{m(k)}^{11} = I_{m3(k)} \sin(\psi_{i3(k)} - \frac{2\pi}{3}) + I_{m2(k)} \sin(\psi_{i2(k)} + \frac{2\pi}{3}) + I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)}.$$

З урахуванням цього

$$B_{(k)} = \sqrt{I_{m(k)}^1{}^2 + I_{m(k)}^{11}{}^2}, \quad (2.67)$$

$$\text{де } I_{m(k)}^1 = I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + I_{m2(k)} \cos(\psi_{i2(k)} - \frac{2\pi}{3}) + I_{m3(k)} \cos(\psi_{i3(k)} + \frac{2\pi}{3}),$$

$$I_{m(k)}^{11} = (-1)^{l+1} [I_{m2(k)} \sin(\psi_{i2(k)} - \frac{2\pi}{3}) + I_{m3(k)} \sin(\psi_{i3(k)} + \frac{2\pi}{3})] + I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)},$$

$$\beta_{(k)} = \arctg(\frac{I_{m(k)}^{11}}{I_{m(k)}^1}) - \text{фаза результуючого вектора.}$$

У результаті вхідний струм можна подати у вигляді

$$i_{1A} = \frac{1}{n} \left[ \sum_{k=18l \pm 1}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \alpha_{(k)}) + \sum_{k \neq 18l \pm 1}^{\infty} B_k \cos(k\omega t + \beta_k) \right], \quad (2.68)$$

У разі використання відносних значень струмів (під час розрахунку значень  $A_{(k)}$ ,  $B_{(k)}$  і  $\alpha_{i(k)}$ ,  $\beta_{i(k)}$  підставляємо відносні значення гармонік струму)

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX} \left[ \sum_{k=18l \pm 1}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \alpha_{(k)}) + \sum_{k \neq 18l \pm 1}^{\infty} B_k \cos(k\omega t + \beta_k) \right]. \quad (2.69)$$

При цьому відносне значення гармоніки  $I_{i(k)}^* = I_{i(k)}^1 I_{i(1)}^*$ .

За однакового завантаження ТМВ (фаз гармонік струму) одержуємо

$$i_{1A} = \frac{1}{n} \left[ \sum_{k=18l \pm 1}^{\infty} (I_{m1(k)}^* + I_{m2(k)}^* + I_{m3(k)}^*) \cos k\omega t + \sum_{k \neq 18l \pm 1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + \varphi_k) \right], \quad (2.70)$$

$$\text{де } A_k = \sqrt{(I_{m1(k)}^* - 0,5(I_{m2(k)}^* + I_{m3(k)}^*))^2 + 0,75(I_{m2(k)}^* - I_{m3(k)}^*)^2},$$

$$\varphi_k = \arctg((-1)^{l+1} \frac{I_m^{11}}{I_m^1}). \quad \text{У разі використання відносних значень струмів}$$

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX} \left[ \sum_{k=18l \pm 1}^{\infty} (I_{m1(k)}^* + I_{m2(k)}^* + I_{m3(k)}^*) \cos k\omega t + \sum_{k \neq 18l \pm 1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + \varphi_k) \right]. \quad (2.71)$$

Придушення вищих гармонік можливо при  $l=1$  і парних значеннях  $l$ .

**24-фазна схема випрямлення** містить чотири ТМВ. Вони живляться від чотирьох комплектів вторинних обмоток трансформатора (рис. 2.53) із зсувом напруги  $15^\circ$ . Цю схему можна розглядати як дві 12-фазні із зсувом фаз  $15^\circ$ . Перший і четвертий комплект обмоток мають схеми з'єднання «зірка» і «трикутник» із кількістю витків  $w_1$  і  $w_2=\sqrt{3}w_1$  (за кількістю витків первинної обмотки  $w$  коефіцієнт трансформації  $n=w/w_1$ ). Два інших комплекти мають складені схеми. При цьому еквівалентний струм фази трансформатора з урахуванням кількості витків обмоток другого і третього комплектів обмоток

$$i_A = \frac{1}{n} \left[ \begin{aligned} &I_{m1(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i1(k)}) + I_{m4(k)} \cos[k(\omega t + \frac{\pi}{6}) + \psi_k + \psi_{i4(k)}] + \\ &+ I_{m2(k)} [0,816 \cos(k(\omega t + 15^\circ) + \psi_{i2(k)}) - \\ &- 0,299 \cos(k(\omega t + 135^\circ) + \psi_{i2(k)})] + \\ &+ I_{m3(k)} [0,299 \cos(k(\omega t + 45^\circ) + \psi_{i3(k)}) - 0,816 \cos(k(\omega t + 165^\circ) + \psi_{i3(k)})] \end{aligned} \right]. \quad (2.72)$$

Кратність гармонік  $k=6l \pm 1$ . Для основної гармоніки ( $l=0, k=1$ ), третя і четверта, п'ята і шоста складові (2.72) при складанні попарно дають значення  $\cos(\omega t + \psi_{i2(k)})$  і  $\cos(\omega t + \psi_{i3(k)})$ , це стосується і другої складової ( $\psi_k = -\pi/6$ ). Таким чином, амплітуди струмів складаються (результуючий струм за однакових струмів збільшується в чотири рази), відповідна векторна діаграма приведена на рисунку 2.54, де вісь дійсних чисел, яка відповідає фазі  $a$  розташована вертикально. Для вищих гармонік ( $l=1, 2, \dots$ ) за  $k=6l-1$  початкова фаза другої складової (2.72)  $\psi_k = +\pi/6$ , за  $k=6l+1$  фаза  $\psi_k = -\pi/6$ . Таким чином, при  $l$  кратних 4 (23-тя, 25-та гармоніки) отримуємо той же результат.

Для  $l=1$  и непарних значень  $l$  гармоніки (5-та, 7-та, 17-та, ... гармоніки) струми першого, четвертого и другого, третього комплектів обмоток у протифазі та віднімаються (на рисунку 2.55 показана векторна діаграма для  $k=5$ ), за однакових струмів сума їх дорівнює 0. Так, при  $k=5$  фази векторів, які відповідають третій і четвертій складовим, становлять  $\psi_2 = 5 \cdot 15^\circ = 75^\circ$  і  $\psi_3 = 5 \cdot 135^\circ = 675^\circ = (2 \cdot 360^\circ - 45^\circ)$ . Результуючий вектор  $I_{A2(5)}$  випереджає  $I_{A1(5)}$  за фазою на  $\psi = 90^\circ$ . Для п'ятої і шостої складових маємо  $\psi_4 = 5 \cdot 45^\circ = 225^\circ$  і  $\psi_5 = 5 \cdot 165^\circ = 825^\circ = (2 \cdot 360^\circ + 105^\circ)$ , результуючий вектор  $I_{A3(5)}$  відстає за фазою від  $I_{A1(5)}$  на  $\psi = 90^\circ$ .

За парних значень  $l$  не кратних 4 (11-та, 13-та гармоніки) струми  $I_{A1(11)}$  і  $I_{A4(11)}$  співпадають за фазою (рис. 2.55), аналогічно співпадають за фазою  $I_{A2(11)}$  і  $I_{A3(11)}$ . Вказані пари струмів мають протилежні фази и взаємно віднімаються.

С урахуванням відзначеного, вираз (2.72) можна звести до вигляду

$$i_{1A} = \frac{1}{n} \left[ \sum_{l=0}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\omega t + \psi_{i(k)}) \right], \quad (2.73)$$

де 
$$A_{(k)} = \sqrt{(C_{(k)})^2 + (B_{(k)})^2}, \quad \psi_{i(k)} = \arctg \frac{B_{(k)}}{C_{(k)}},$$

$$\begin{aligned}
C_{(k)} &= I_{m1(k)} \cos \psi_{i1(k)} + (-1)^l I_{m4(k)} \cos \psi_{i4(k)} + \\
&+ I_{m2(k)} \cos(\psi_{i2(k)} + \frac{\pi}{2}l) + (-1)^l I_{m3(k)} \cos(\psi_{i2(k)} + \frac{\pi}{2}l), \\
B_{(k)} &= I_{m1(k)} \sin \psi_{i1(k)} + (-1)^l I_{m4(k)} \sin \psi_{i4(k)} + \\
&+ I_{m2(k)} \sin(\psi_{i2(k)} + \frac{\pi}{2}l) + (-1)^l I_{m3(k)} \sin(\psi_{i2(k)} + \frac{\pi}{2}l).
\end{aligned}$$

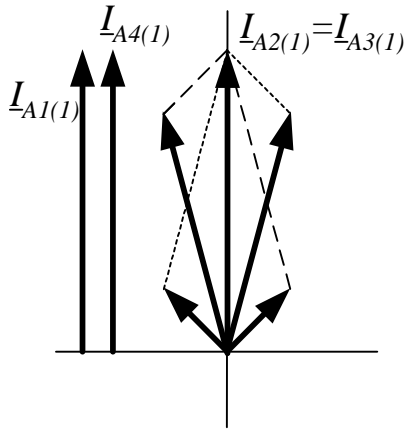


Рисунок 2.54 – Векторна діаграма для першої гармоніки струму

Таким чином, 24-фазна схема випрямлення забезпечує повне придушення вищих гармонік струму, що споживається з мережі змінного струму при симетрії завантаження ТМВ для всіх  $l$  за винятком значень кратних 4 (табл.2.8).

Для відносних значень струмів

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX} \sum_{l=0}^{\infty} A_{(k)} \cos(k\alpha + \psi_{i(k)}). \quad (2.74)$$

За однакового завантаження випрямлячів одержуємо

$$\begin{aligned}
i_{1A} &= \frac{1}{n} [ \sum_{l=0}^{\infty} (I_{m1(k)} + (-1)^l I_{m4(k)}) \cos k\alpha + \\
&+ \sum_{l=0}^{\infty} (I_{m2(k)} + (-1)^l I_{m3(k)}) \cos(k\alpha + \frac{\pi}{2}l) ].
\end{aligned} \quad (2.75)$$

При використанні відносних значень струмів

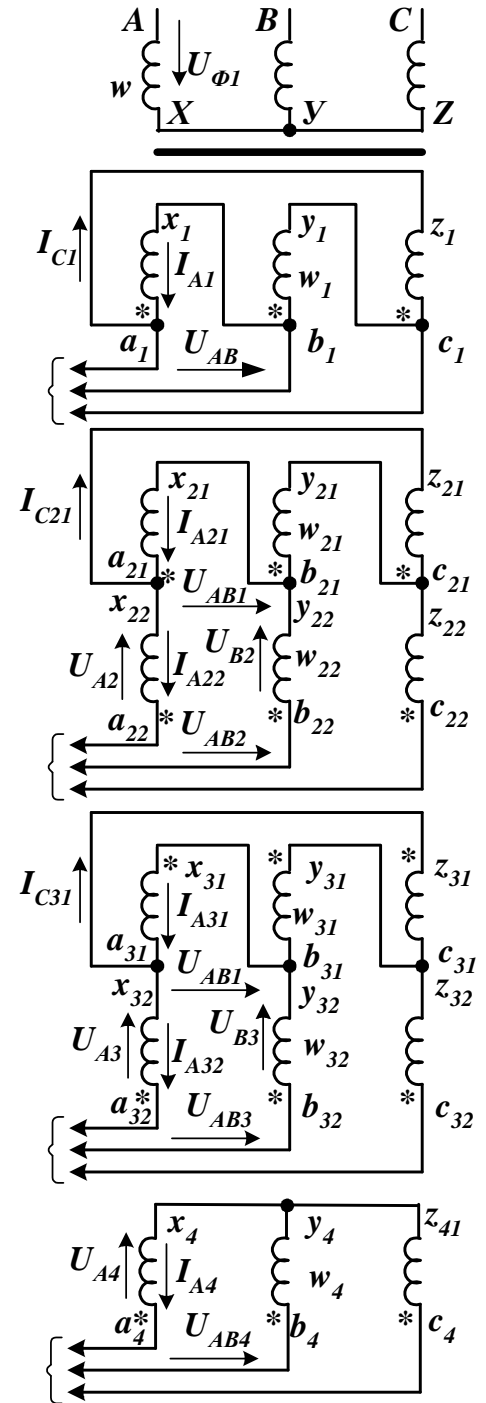


Рисунок 2.53 – Схема з'єднання обмоток трансформатора для 24-фазної схеми випрямлення

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX} \left[ \sum_{l=0}^{\infty} (I_{m1(k)}^* + (-1)^l I_{m4(k)}^*) \cos k\omega t + \right. \\ \left. + \sum_{l=0}^{\infty} (I_{m2(k)}^* + (-1)^l I_{m3(k)}^*) \cos(k\omega t + \frac{\pi}{2}) \right]. \quad (2.76)$$

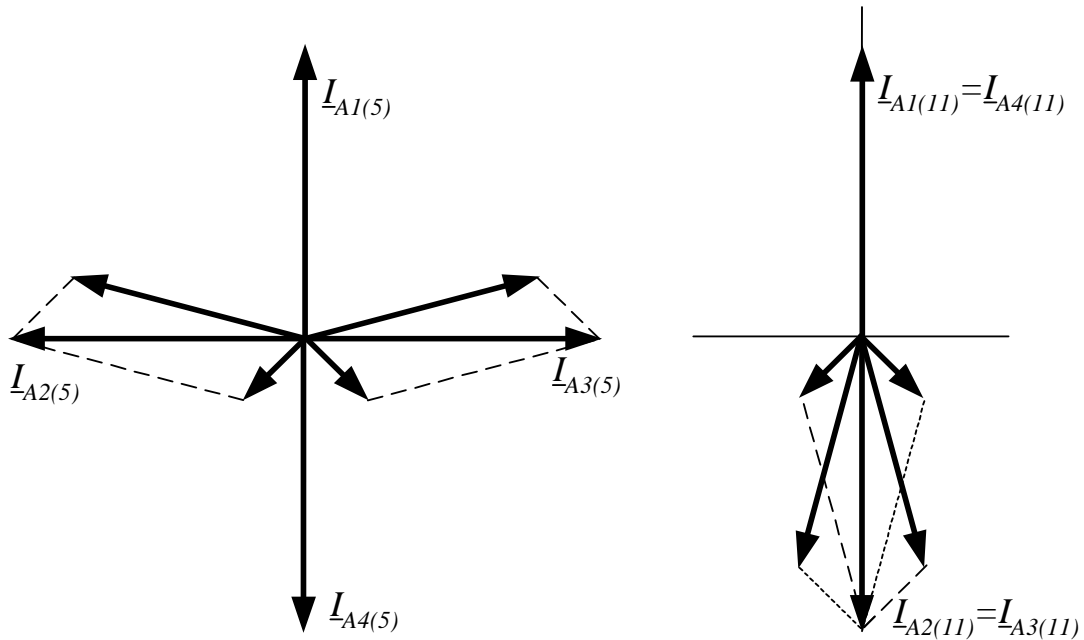


Рисунок 2.55 – Векторна діаграма для 5-ї і 11-ї гармонік струмів

24-фазну схему випрямлення можна розглядати як дві 12-фазні, при цьому для непарних значень  $l$  (5-та, 7-ма, 17-та,... гармоніки) придушення досягається незалежно від завантаження.

При парних значеннях  $l=2,6,\dots$  (11-а, 13-а гармоніки) і асиметрії завантаження придушення гармонік часткове – результуюче значення гармоніки струму визначається різницею відповідних гармонік.

При значеннях  $l=4, 8, \dots$  (23-тя, 25-та гармоніки) придушення відсутнє.

Таким чином, застосування умовно-багатофазних схем випрямлення забезпечує ефективне придушення вищих гармонік в області низьких частот, при цьому у вхідному струмі будуть присутні тільки гармоніки з **кратністю  $k=ml\pm 1$** , а форма вхідного струму максимально наближається до синусоїдальної. При цьому коефіцієнт потужності близький до одиниці.

У реальності через наявність індуктивності у вхідних колах схеми з'являється зсув фази 1-ї гармоніки струму стосовно фазної напруги мережі (див. п. 2.2.3.2). Так, за  $u_d=0,94$   $\varphi_{(1)}\approx 13^\circ$  і  $\cos\varphi_{(1)}\approx 0,973$ , тобто реальне значення коефіцієнта потужності обмежено.

## 2.5 Керовані випрямлячі

У некерованих випрямлячах є жорсткий зв'язок між напругою живлення трансформатора і випрямленою напругою (див. табл. 2.1). На практиці є приймачі, що потребують регулювання випрямленої напруги в широких межах (регульовані електроприводи постійного струму). Із використанням некерованих випрямлячів це можливо шляхом регулювання вхідної змінної напруги за допомогою автотрансформаторів. Однак потужні автотрансформатори вимагають наявності потужних контактних перемикачів для змінювання кількості витків, не дозволяють змінювати коефіцієнт трансформації плавно, вимагають складних приводів для цих перемикачів. Окрім того, такі пристрої мають низьку швидкодію, тому в наш час для цих цілей отримали використання керовані випрямлячі (КВ) на безконтактних керованих перемикаючих пристроях - тиристорах, для керування якими використовують малопотужні електронні пристрої.

### *Однофазний мостовий керований випрямляч*

Його схему можна отримати заміною у схемі некерованого випрямляча (рис. 2.5) діодів  $VD$  на тиристори  $VS$  (рис. 2.56). У некерованому випрямлячі відкривання діодів здійснюється в моменти змінювання полярності напруги  $u_2$  (рис. 2.56, б) коли  $\omega t = \{0; \pi; 2\pi; 3\pi \text{ і т.д.}\}$ . Ці моменти названо **точками природної комутації**. Тривалість провідного стану  $VD$  фіксована і складає половину періоду, при цьому середнє значення випрямленої напруги  $U_{cp} = U_d = U_o = 0,636 \cdot U_{2m} = 0,9 \cdot U_2$  (табл. 2.1).

На відміну від  $VD$  тиристор  $VS$  у позитивний напівперіод не відкривається до подавання імпульсу напруги  $u_{imp}$  на керуючий електрод, що здійснюється з деякою затримкою на кут  $\alpha$  (рис. 2.56, б). Відлік кута  $\alpha$  здійснюється від точки природної комутації, а сам кут  $\alpha$  названо **кутом відкривання**.

Керування тиристорами випрямляча здійснюється малопотужною електронною системою імпульсно-фазового керування (СІФК), що на рисунку 2.56 не показана. СІФК забезпечує формування керуючих імпульсів  $u_{imp}$ . Фаза імпульсів (кут  $\alpha$ ) змінюється із змінюванням напруги керування  $u_K$  на вході СІФК.

Розглянемо особливості роботи КВ із різним характером навантаження на прикладі однофазного мостового випрямляча.

**Робота КВ на активне навантаження.** У схемі є чотири тиристори ( $VS1 \div VS4$ ), до керуючих електродів яких підключені відповідні виходи СІФК. Навантаження керованого випрямляча (рис. 2.56) – резистор  $R_H$ .

На інтервалі  $(0 - \alpha)$  тиристори схеми закриті і напруга  $u_H = 0$ . У момент подавання імпульсу ( $u_{imp14}$ )  $\omega t = \alpha$  на тиристори  $VS1$  і  $VS4$  вони відкриваються, напруга  $u_2$  передається на навантаження, тобто напруга  $u_H$  стрибком зростає і далі  $u_H = u_B = u_2$  (рис. 2.56, б). Струм  $i_H = u_H / R_H$  повторює форму напруги. У момент  $\omega t = \pi$  починається негативний напівперіод, напруга  $u_2$  змінює знак (на рисунку 2.56, а знаки в дужках) і стає зворотною для тиристора, струм  $i_H$  зменшується до нуля – тиристори  $VS1$  і  $VS4$  закриваються і струм у зворотному напрямку не

проводять (як і діод). Вимкнення (комутація) тиристорів зворотною напругою мережі змінного струму названо **природною комутацією**.

У момент  $\omega t = (\pi + \alpha)$  подаються імпульси ( $u_{imp23}$ ) на тиристори VS2 і VS3 – вони відкриваються, напруга  $u_2$  передається на навантаження.

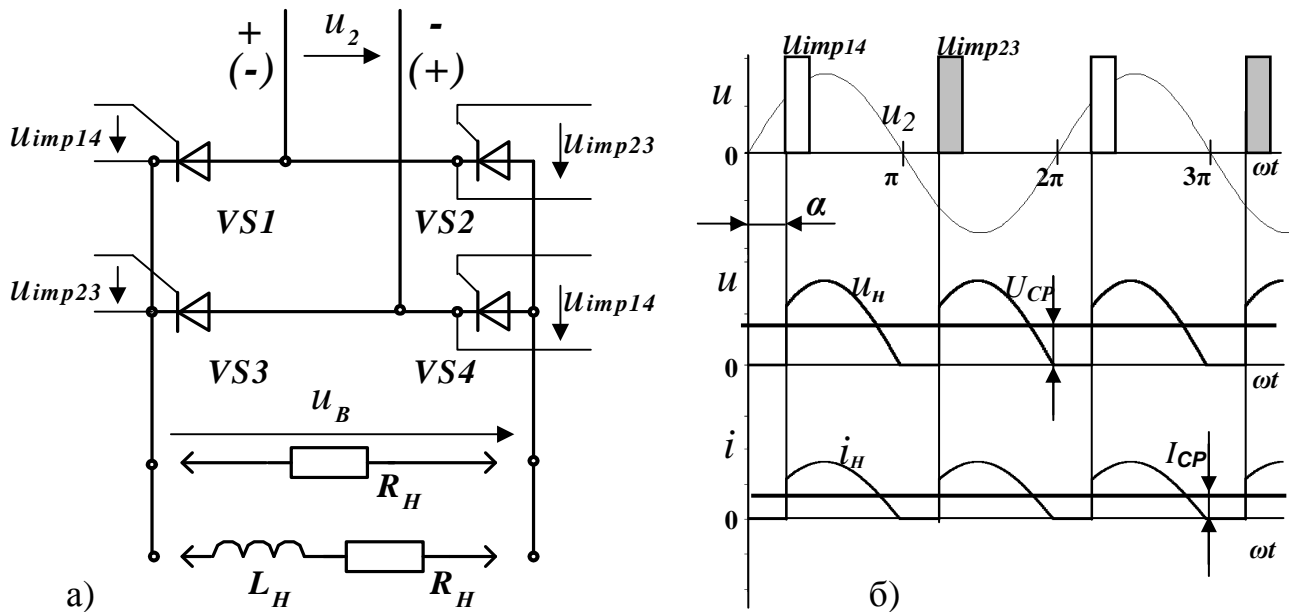


Рисунок 2.56 – Однофазний мостовий КВ:  
а) принципова схема; б) діаграми напруги

Далі процес повторюється. Із збільшенням кута відкривання час відкритого стану тиристорів скорочується, відповідно зменшується і середнє значення випрямленої напруги на навантаженні  $U_d = U_{CP}$  (з  $\alpha = \pi$ ,  $U_{CP} = 0$ ). Струм має перервний характер, причому із збільшенням кута  $\alpha$  безструмові паузи зростають.

Таким чином, у тиристорному КВ регулювання випрямленої напруги здійснюється не за рахунок змінювання амплітуди напруги  $U_{2m}$ , що підведена до випрямляча, а за рахунок змінювання часу, на який навантаження вмикається до мережі живлення у кожному періоді.

Відзначимо також, що за активного навантаження випрямлений струм має перервний характер, комутація тиристорів зводиться до вимкнення із зменшенням струму до нуля. При цьому параметри мережі змінного струму суттєвого впливу на процеси у схемі не мають.

Регульовальна характеристика КВ на активне навантаження ( $R_H$ ) – залежність  $U_{d\alpha} = U_{CP}(\alpha) = f(\alpha)$ , має вигляд

$$U_{CP}(\alpha) = \frac{1}{T} \int_0^T u_H dt = U_0 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.77)$$

і наведена на рисунку 2.57 (крива 1). Таким чином, змінюванням  $\alpha$  у межах від 0 до  $\pi$  можна регулювати  $U_{CP}$  від максимального значення  $U_0$  до 0. Значення  $U_0$  визначається для відповідної схеми некерованого випрямляча (див. табл. 2.1)

Виразом (2.77) можна користуватись лише для однофазних схем КВ. При змінюванні кута  $\alpha$  струм, що споживається з мережі  $i_2$  несинусоїдальний, його позитивна напівхвиля формується під час вмикання  $VS1, VS4$ , негативна під час вмикання тиристорів  $VS2, VS3$ . Це обумовлює зниження коефіцієнта потужності випрямляча і негативний вплив на мережу живлення (див. п.7).

Перша гармоніка струму, що споживається з мережі  $i_{2(1)}$  може бути визначена через амплітуди синусного та косинусного рядів Фур'є (див. п. 2.1.3).

Діюче значення та коефіцієнт потужності (за 1-ю гармонікою) відносно напруги мережі живлення [21]:

$$I_{2(1)} = \frac{I_{2m}}{\pi\sqrt{2}} \sqrt{\sin^4 \alpha + (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)^2}, \quad (2.78)$$

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}{\sqrt{\sin^4 \alpha + (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)^2}}. \quad (2.79)$$

Коефіцієнт спотворення струму

$$\nu = \frac{I_{2(1)}}{I_2} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\sin^4 \alpha + (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)^2}{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}}. \quad (2.80)$$

Коефіцієнт потужності випрямляча

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \nu \cos \varphi_{(1)} = \frac{\sqrt{\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha}}{\sqrt{\pi}}. \quad (2.81)$$

### Робота на активно-індуктивне навантаження

Для зменшення пульсацій випрямленого струму  $i_H$  послідовно з приймачем ( $R_H$ ) вмикають згладжувальний дросель  $Dr$  (катушку з феромагнітним осердям). У ряді випадків власна індуктивність навантаження є достатньою для згладжування струму – обмотки збудження електричних машин. При цьому навантаження КВ має активно-індуктивний характер, тобто до його затискачів

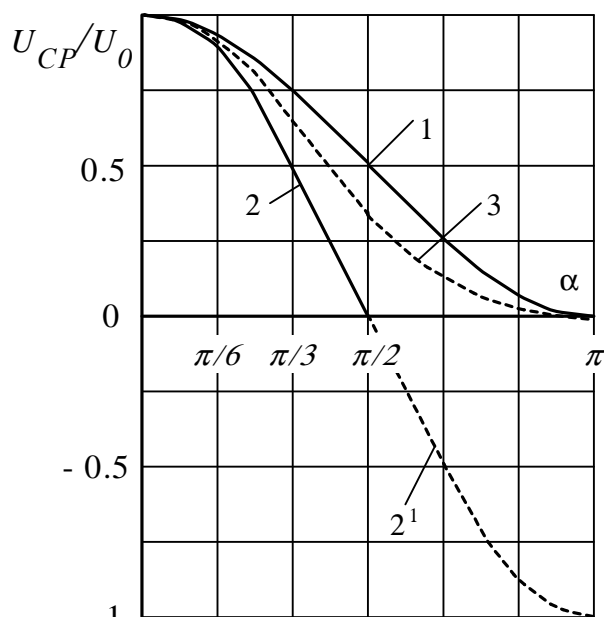


Рисунок 2.57 – Регулювальні характеристики КВ

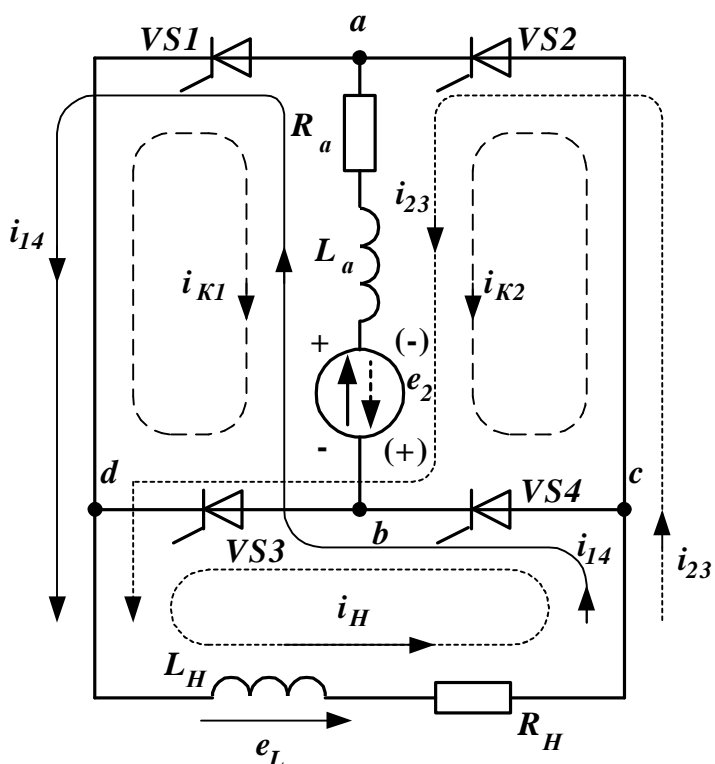


Рисунок 2.58 – Схема KB із урахуванням кола змінного струму

(рис. 2.56, а) підключено індуктивний елемент  $L_H$  і активний опір  $R_H$ . У подальшому вважаємо, що індуктивність  $L_H$  достатньо велика, щоб вважати випрямлений струм у колі навантаження безперервним і ідеально згладженим, тобто  $i_H = I_{CP} = U_{CP}/R_H$ . У цьому випадку комутаційні процеси у KB дещо змінюються – на їх характер впливають параметри кола змінного струму ( $R_a$ ,  $L_a$  на рис. 2.58) і, насамперед, індуктивність. Робота схеми, якщо  $R_a=0$ ,  $L_a=0$ . З подаванням керуючих імпульсів  $u_{imn14}$  на тиристори VS1, VS4 вони відкриваються і пропускають струм  $i_H = i_{14}$  (рис. 2.59, а). Індекси 1,4 показують, що це

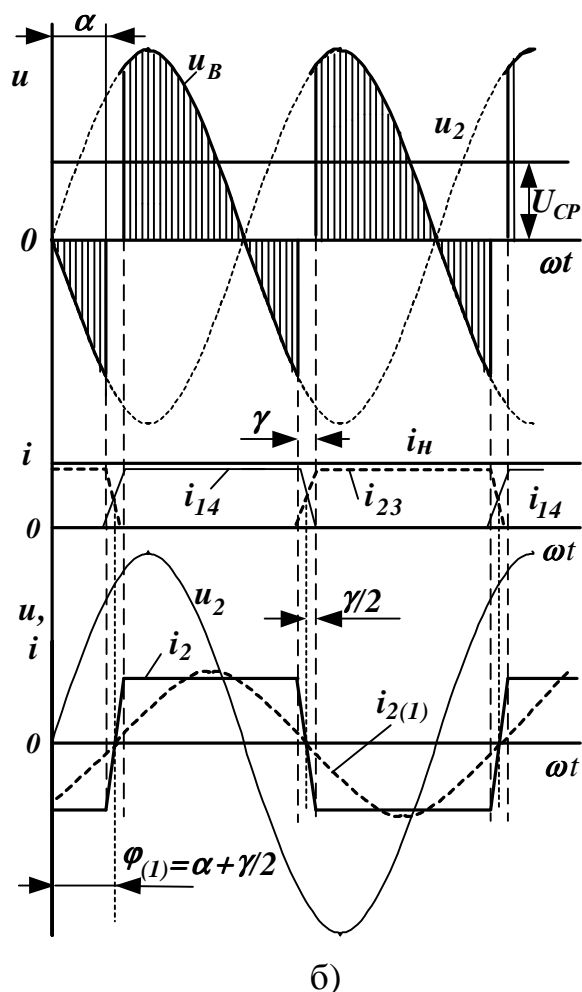
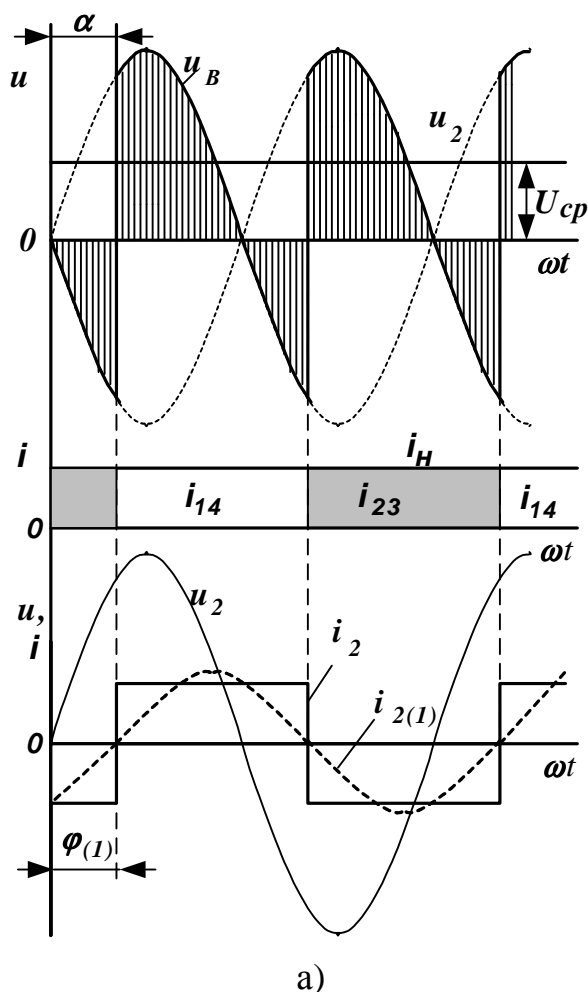


Рисунок 2.59 – Діаграми роботи KB із активно-індуктивним навантаженням



струм крізь 1 і 4 тиристори.

Через те, що тиристори відкриті, випрямлена напруга  $u_B$  повторює напругу  $u_2$  (рис. 2.59, а). У момент  $\omega t = \pi$  напруга  $u_2$  стає негативною, однак, закривання тиристорів  $VS1$ ,  $VS4$  не трапляється. Цьому заважає ЕРС самоіндукції  $e_L$  згладжувального дроселю, вона підтримує струм у колі незмінним (завдяки енергії, що накопичується в індуктивності  $L_H$ ). Оскільки струм у колі змінного струму  $i_{14}$  практично постійний, індуктивність  $L_a$  на процеси не впливає.

У момент  $\omega t = (\pi + \alpha)$  керуючі імпульси подаються на тиристори  $VS2$ ,  $VS3$ . Оскільки напруга  $u_2$  для них є позитивною - вони відкриваються. У схемі утворюються два короткозамкнених контури  $i_{K1}$  і  $i_{K2}$  (рис. 2.58), у яких присутня індуктивність мережі  $L_a$ . Через ввімкнуті тиристори  $VS2$ ,  $VS3$  до  $VS1$  і  $VS4$  подається напруга  $u_2$ , що на цей момент є зворотною для них. Це призводить до їхнього вимкнення, струм  $i_{14}$  зменшується до нуля, а струм  $i_{23}$  у тиристорах  $VS2$  і  $VS3$  при цьому зростає. Якщо знехтувати індуктивністю мережі змінного струму ( $R_a=0$ ,  $L_a=0$ ), комутація струму з тиристорів  $VS1$  і  $VS4$  на  $VS2$ ,  $VS3$  здійснюється миттєво (рис. 2.59, а). Після чого струм навантаження  $i_H=i_{23}$  та прямує від мережі до навантаження крізь ввімкнені  $VS2$  і  $VS3$ . З подаванням імпульсів на тиристори  $VS1$  і  $VS4$  процес повторюється, стається повторне їхнє відкривання із закриванням  $VS2$  і  $VS3$ .

У режимі роботи з активно-індуктивним навантаженням є певні особливості роботи тиристорного КВ (рис. 2.59, а):

1. Струм навантаження стає безперервним, тобто навантаження від мережі не відключається.

2. Миттєве значення випрямленої напруги на інтервалах, що відповідають куту  $\alpha$  стає негативним. Унаслідок цього знижується середнє значення вихідної напруги  $U_{CP}$ . Регулювання  $U_{CP}$  здійснюється за рахунок змінювання тривалості інтервалів  $\alpha$ .

3. Комутація тиристорів із безперервним струмом навантаження зведена до перемикання цього струму з однієї пари тиристорів на іншу в мить подавання на неї керуючих імпульсів.

*Середнє значення випрямленої напруги КВ з активно-індуктивним навантаженням (струм навантаження безперервний)*

$$U_{CP}(\alpha) = \frac{1}{T} \int_0^T u_H dt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin \omega t dt = U_0 \cos \alpha, \quad (2.82)$$

де  $U_0 = 0,9 \cdot U_2$  (для поданої схеми згідно з таблицею 2.1).

Цій формулі відповідає крива 2 на рисунку 2.57.

За значенням  $U_{CP}$  можна обчислити значення випрямленого постійного струму  $I_{CP} = U_{CP}/R_H$ , при цьому враховувати індуктивність  $L_H$  не варто, оскільки для незмінного значення постійного струму індуктивний елемент не чинить опору. Із збільшенням кута  $\alpha$  значення  $U_{CP}$  знижується, з  $\alpha=90^\circ$   $U_{CP}=0$  і  $I_{CP}=0$ . Регулювання при кутах  $\alpha > 90^\circ$  неможливо, оскільки при цьому  $U_{CP} < 0$  і, відповідно, струм ( $i_H = I_{CP} < 0$ ) повинен змінити напрямок назустріч провідному стану тиристорів схеми.

Робота схеми, якщо  $R_a \neq 0$ ,  $L_a \neq 0$ .

Наявність індуктивності мережі  $L_a$  призводить до того, що комутація струму з однієї пари тиристорів на іншу здійснюється не миттєво, а триває певний час, який отримав назву інтервал або кут комутації  $\gamma$  (рис. 2.59, б). Уздовж цього часу ввімкнені усі тиристори і струм  $i_{l4}$  поступово зменшується до нуля, а струм  $i_{23}$  у тиристорах  $VS2$  і  $VS3$  при цьому також поступово зростає. Коло навантаження на інтервалі  $\gamma$  є замкненим через відкриті тиристори, відповідно напруга  $u_B = 0$ , проте струм навантаження підтримується незмінним за рахунок ЕРС у колі навантаження.

Тривалість перехідного процесу змінювання струму визначається індуктивним і активним опором мережі, а також значенням струму. По завершенню інтервалу комутації струм  $i_{l4} = 0$ , тиристори  $VS1$  і  $VS4$  під дією зворотної напруги мережі вимкнені. Після чого струм навантаження  $i_H = i_{23}$  та прямує від мережі до навантаження крізь ввімкнені  $VS2$  і  $VS3$ .

Середнє значення випрямленої напруги за рахунок інтервалів  $\gamma$ , де  $u_B = 0$  знижується відносно значення розрахованого за (2.82). Це зниження залежить від значення струму навантаження, що визначає тривалість  $\gamma$ . Звичайно його враховують як втрати напруги на фіктивному опорі, що дорівнює  $mX_a/(2\pi)$ , де  $m$  – кількість пульсацій випрямленої напруги за період,  $X_a$  – «анодний» індуктивний опір мережі змінного струму ( $X_a = \omega L_a$ ). Кут комутації  $\gamma$  [21]

$$\gamma = \arccos\left(\cos \alpha - \frac{\pi X_a I_d}{m U_{do}}\right) - \alpha. \quad (2.83)$$

*Зовнішня характеристика* реального КВ при безперервному струмі навантаження з урахуванням втрат напруги на опорах схеми і тиристорах визначається виразом

$$U_{CP} = U_0 \cos \alpha - U_{TO} - (mX_a/2\pi + R_\phi) I_{CP}, \quad (2.84)$$

де  $U_{TO}$  – втрати напруги на тиристорі (порогова напруга) згідно з довідковими даними (для мостових схем враховувати 2 тиристори);  $R_\phi = R_T + R_{дин} + R_{др}$  – для нульової схеми випрямляча;  $R_\phi = 2(R_T + R_{дин}) + R_{др}$  – для мостової схеми;  $R_T$ ,  $R_{дин}$ ,  $R_{др}$  – активні опори трансформатора, тиристора (динамічний) і дроселя.

**КВ як активно-реактивний приймач енергії.** Як можна побачити з рисунку 2.59, струм  $i_2$ , що споживається КВ з мережі змінного струму – несинусоїдальний (позитивний напівперіод його формується з відкриванням  $VS1$ ,  $VS4$ , негативний –  $VS2$ ,  $VS3$ ). Його форма наближається до прямокутної, амплітуда дорівнює амплітуді струму навантаження  $i_H = I_{CP} = I_d$ . При цьому діюче значення  $i_2$  дорівнює середньому значенню струму навантаження  $I_2 = I_d$ . Його перша гармоніка  $i_{2(1)}$  із частотою мережі  $\omega$  (визначається розкладанням кривої  $i_2$  у ряд Фур'є аналогічний (2.1)) запізнюється відносно напруги  $u_2$  на кут  $\varphi_{(1)} = \alpha$ . Амплітудне значення першої гармоніки  $I_{2m(1)} = \frac{4}{\pi} I_d$ , діюче значення  $I_{2(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2$ .

Це дозволяє зробити висновок про те, що КВ для мережі змінного струму є активно-індуктивним навантаженням, тобто поряд із споживанням активної потужності, обмінюється з мережею енергією, що періодично накопичується і повертається магнітним полем дроселя. При цьому коефіцієнт потужності випрямляча за 1-ю гармонікою  $\cos \varphi_{(1)} = \cos \alpha$ , та із збільшенням  $\alpha$  при регулюванні напруги знижується.

З урахуванням несинусоїдальності струму коефіцієнт потужності

$$\chi = v \cdot \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos \alpha, \quad (2.85)$$

де  $v$  - коефіцієнт спотворення струму  $v = \frac{I_{2(1)}}{I_2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$ .

З урахуванням інтервалу комутації  $\gamma$  коефіцієнт потужності

$$\chi = v \cdot \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right). \quad (2.86)$$

**Робота керованого випрямляча при обмеженому значенні індуктивності в колі навантаження.** Оскільки у реальних схемах КВ значення  $L_H$  обмежено, енергії, що накопичується в індуктивності, стає недостатньо для підтримання незмінного струму в колі. Струм у колі навантаження  $i_H$  стає пульсуючим і коливається відносно середнього значення, що ілюструє рисунок 2.60, а.

Із збільшенням  $\alpha$  пульсації збільшуються, при деякому значенні  $\alpha_{ГР}$  (рис. 2.60, б) струм пульсує до нуля залишаючись при цьому ще безперервним.

Значення  $\alpha_{ГР} \leq \arctg \frac{\omega L_H}{R_H}$ .

За  $\alpha > \alpha_{ГР}$  струм стає перервним з безструмовими паузами на інтервалах  $\lambda$  (рис. 2.60, в). При цьому  $U_{CP}$  відносно до розрахованої за (2.82) підвищується завдяки зменшенню ділянок, де  $u_B$  - негативна. Внаслідок цього регулювальна характеристика КВ наближається до характеристики з активним навантаженням (крива 3 на рисунку 2.57).

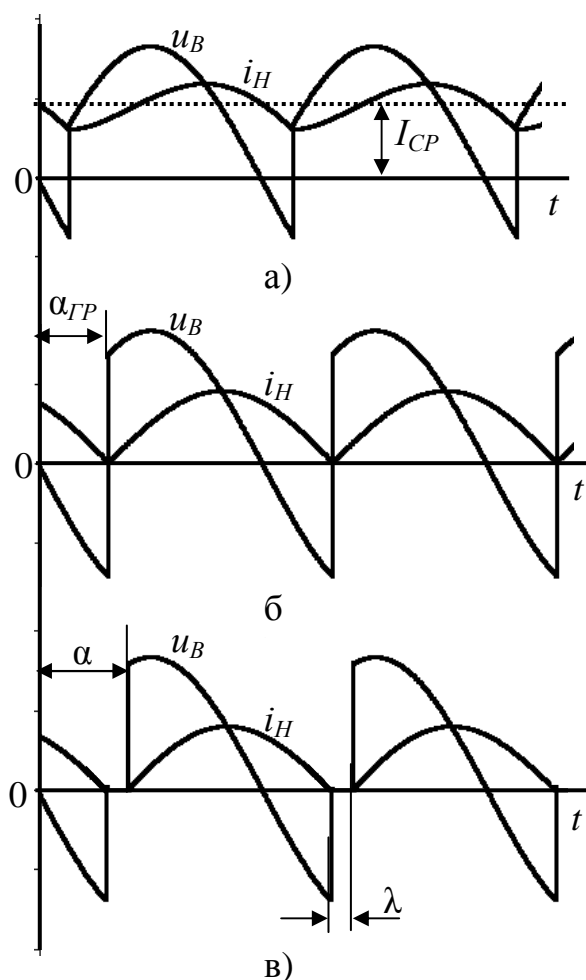


Рисунок 2.60 – Діаграми випрямленої напруги і струму навантаження при обмеженому значенні  $L_H$

**Приклад 2.8.** Розрахувати схему КВ за однофазною мостовою схемою для живлення споживача ( $R_H$ ) з  $U_{НОМ}=110$  В і  $I_{НОМ}=25$  А від мережі з  $U_I=220$  В. Визначити діапазон регулювання вихідної напруги з  $\alpha=0\div120^\circ$ , як змінюються при цьому коефіцієнти викривлення вхідного струму  $\nu$  і потужності  $\chi$ .

**Розв'язання.** Значення вихідної напруги з  $\alpha=0$  визначається як і у некеренованого випрямляча (табл. 2.1)  $U_{НОМ}=U_{СР0}=K_H \cdot U_2$  ( $K_H=0,9$ ).

Звідки  $U_2 = U_{НОМ}/0,9 = 110/0,9 = 122,2$  В

Коефіцієнт трансформації трансформатора  $n = U_I/U_2 = 220/122,2 = 1,8$ .

З  $\alpha > 0$  використовуємо (2.77), тоді для значення  $\alpha = 120^\circ$

$U_{СР}(\alpha) = U_{СР0}(1 + \cos\alpha)/2 = 110 \cdot (1 + \cos 120^\circ)/2 = 27,5$  В.

Таким чином, із змінюванням  $\alpha$  від 0 до  $120^\circ$  середнє значення вихідної напруги регулюється від 110 В до 27,5 В.

Тиристри обираємо за прямим струмом і зворотною напругою при  $\alpha=0$ :

$I_{ПРДОП} = K_{ЗАП} I_{ВДСР} = 1,3(I_{НОМ}/2) = 16,25$  А,  $U_{ЗВМАХ} = K_{ЗАП} U_{2m} = 1,3 \cdot \sqrt{2} \cdot 122,2 = 225$  В.

Цим вимогам задовольняє тиристор Т122-20-3.

Коли  $\alpha=0$ , вхідний струм КВ синусоїдальний - коефіцієнти спотворення струму  $\nu=1$  і потужності  $\chi=1$ . Коли  $\alpha=120^\circ=2\pi/3$  коефіцієнт спотворення

$$\nu = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\sin^4 \frac{2\pi}{3} + (\pi - \frac{2\pi}{3} + \frac{1}{2} \sin 2 \frac{2\pi}{3})^2}{\pi - \frac{2\pi}{3} + \frac{1}{2} \sin 2 \frac{2\pi}{3}}} = 0,78.$$

$$\text{Коефіцієнт потужності (2.81) } \chi = \frac{\sqrt{\pi - \frac{2\pi}{3} + \frac{1}{2} \sin 2 \frac{2\pi}{3}}}{\sqrt{\pi}} = 0,44.$$

**Приклад 2.9.** У КВ (приклад 2.8) для згладжування пульсацій струму використано дросель. Вважаючи, що  $L_{ДР}=\infty$ , визначити діапазон регулювання  $\alpha$  для регулювання напруги у тому ж діапазоні, що і в прикладі 2.8, коефіцієнти спотворення струму  $\nu$  і потужності  $\chi$ . Розрахувати індуктивність дроселю, щоб за  $\alpha=0^\circ$  коефіцієнт пульсацій напруги на навантаженні  $K_{ПНВНХ} \leq 0,2$ , а також  $\alpha_{ГР}$ , коли струм безперервний і діапазон регулювання напруги в межах  $\alpha_{ГР}$ .

**Розв'язання.** Значенню вихідної напруги  $U_{СР}=27,5$  В відповідає

$\alpha = \arccos(27,5/U_{СР0}) = \arccos(27,5/110) = 75,5^\circ$ , тобто діапазон регулювання

$\alpha=0\div75,5^\circ$ . Коефіцієнт викривлення вхідного струму  $\nu = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9$ .

$$\text{Коефіцієнт потужності } \chi = \nu \cdot \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos 75,5 = 0,9 \cdot 0,25 = 0,225.$$

Згідно з таблицею 2.1 при  $\alpha=0^\circ$   $K_{ПНВНХ}=0,667$ , тобто коефіцієнт згладжування становить  $q = K_{ПНВНХ}/K_{ПНВНХ} = 0,667/0,2 = 3,335$ .

Активний опір навантаження  $R_H = U_{НОМ}/I_{НОМ} = 110/25 = 4,4$  Ом. Індуктивність

$$\text{дроселю фільтра (2.9) } L_{ДР} = \frac{R_H}{k\omega} \sqrt{q^2 - 1} = \frac{4,4}{2 \cdot 314} \sqrt{3,335^2 - 1} = 0,022 \text{ Гн} = 22 \text{ мГн}.$$

Кут  $\alpha_{ГР}$ , коли струм ще безперервний

$$\alpha_{ГР} = \arctg(\omega L_{дР}/R_H) = \arctg(314 \cdot 0,022/4,4) = 57,5^\circ.$$

Напруга, що відповідає  $\alpha_{ГР}$   $U_{CP}(\alpha) = U_{CPO} \cdot \cos \alpha_{ГР} = 110 \cos 57,5^\circ = 59,1$  В.

Таким чином, діапазон регулювання за умови, що струм безперервний становить  $(110 \div 59,1)$  В.

### Трифазні керовані випрямлячі

Схеми трифазних КВ отримуємо заміною діодів на тиристори у відповідних схемах некерованих випрямлячів (рис. 2.6 і рис. 2.8) з додаванням системи керування тиристорами СІФК. Основні принципи залишаються такі ж, як і у однофазних схемах, тому зупинимося лише на особливостях.

Це стосується точок природної комутації, відносно яких здійснюється відлік кута керування  $\alpha$ . Їм відповідають моменти часу, де напруги двох фаз, що чергуються, дорівнюють одна одній – точки  $a, в, с$  на рисунку 2.62.

*Трифазна нульова схема* (рис. 2.61). Розглянемо її роботу на активне навантаження більш детально. При подаванні імпульсу керування на тиристор  $VS1$  фази  $a$  він вмикається, випрямлена напруга  $u_B = u_H$  дорівнює напрузі фази  $u_a$  (рис. 2.62). У момент часу, що відповідає точці  $в$  вимкнення тиристор не відбувається оскільки наступний за чергою тиристор  $VS2$  вимкнено.  $VS1$  відкритий доки напруга  $u_a > 0$  і струм  $i_H$  не зменшиться до нуля. Якщо наступний тиристор  $VS2$  вмикається до того часу як вимкнеться  $VS1$  і  $i_H > 0$ , відбувається їх одночасне вмикання. Оскільки  $u_в > u_a$  через відкритий тиристор  $VS2$  до  $VS1$  прикладена зворотна напруга, що призводить до його вимкнення. Струм навантаження перемикається з фази  $a$  (тиристор  $VS1$ ) на фазу  $в$  ( $VS2$ ). В залежності від індуктивності мережі (трансформатора) і значення струму  $i_H$  у момент вмикання  $VS2$  інтервал комутації має певну тривалість  $\gamma$ .

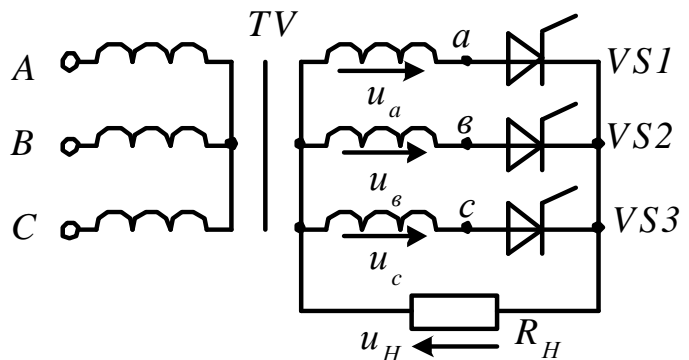


Рисунок 2.61–Трифазний нульовий КВ

Варто зазначити, що при роботі на активне навантаження в залежності від кута  $\alpha$  можливі два режими роботи:

- $0 < \alpha \leq \frac{\pi}{6}$ , струм навантаження безперервний (рис. 2.62) і  $U_{CP} = U_0 \cos \alpha$ , де  $U_0 = 1,17 U_{2\phi}$  (табл. 2.1);
- $\frac{\pi}{6} < \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$ , у струмі навантаження з'являються безструмові паузи (рис. 2.63). Рівняння регульовальної характеристики має вигляд

$$U_{CP} = \frac{U_0}{\sqrt{3}} \left[ 1 + \sin \left( \frac{\pi}{3} - \alpha \right) \right]. \quad (2.87)$$

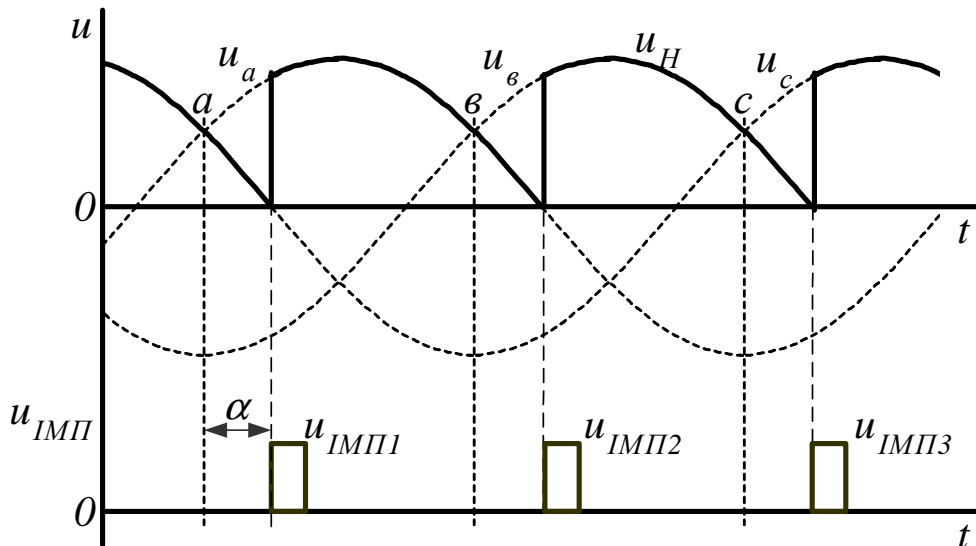


Рисунок 2.62 – Діаграми випрямленої напруги та імпульсів керування тиристорами трифазного нульового керованого випрямляча з  $\alpha=30^\circ$

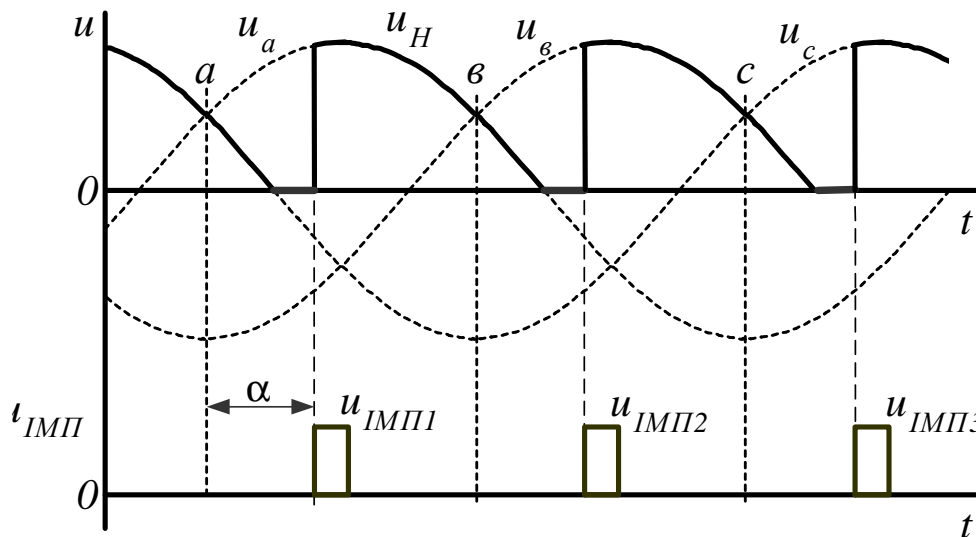


Рисунок 2.63 – Діаграми випрямленої напруги та імпульсів керування тиристорами трифазного нульового керованого випрямляча з  $\alpha>30^\circ$

При активно-індуктивному навантаженні, коли струм навантаження безперервний, у кривій випрямленої напруги при  $\alpha>30^\circ$  з'являються інтервали часу де випрямлена напруга негативна (рис. 2.64).

*Вихідна напруга на інтервалі комутації  $\gamma$ .* На відміну від однофазної схеми випрямлена напруга на інтервалі комутації відмінна від 0. Для визначення її використаємо еквівалентну схему, що подана на рисунку 2.65, а. На інтервалі комутації відкриті тиристири VS2 і VS1 і утворено контур (подано пунктиром), що містить у собі дві фази трансформатора, фаза c вимкнута. Випрямлена напруга при цьому може бути визначена згідно з методом вузлової напруги

$$u_B = u_{dn} = \frac{e_a \cdot \underline{y}_a + e_b \cdot \underline{y}_b + e_c \cdot 0}{\underline{y}_a + \underline{y}_b + 0} = \frac{e_a + e_b}{2},$$

де  $\underline{y}_a = \underline{y}_b = \underline{y}_c$  – провідність фази трифазного симетричного кола.

З урахуванням симетрії фазної напруги трансформатора (сума миттєвих значень напруги дорівнює нулю) отримуємо випрямлену напругу (рис. 2.65, б)

$$u_B = \frac{u_a + u_b}{2} = -\frac{u_c}{2}.$$

Трифазна мостова схема КВ (рис. 2.66). Як показано в п. 2.1.2, складається з 2 нульових – катодної і анодної, струм навантаження одночасно проводять 2 тиристори із цих груп. Імпульси керування тиристорами катодної групи ( $u_{IMPK}$ ) формуються відносно точок природної комутації  $a$ ,  $b$ ,  $c$ , тиристорами анодної групи ( $u_{IMPA}$ ) відносно –  $a^I$ ,  $b^I$ ,  $c^I$  (рис. 2.67, б).

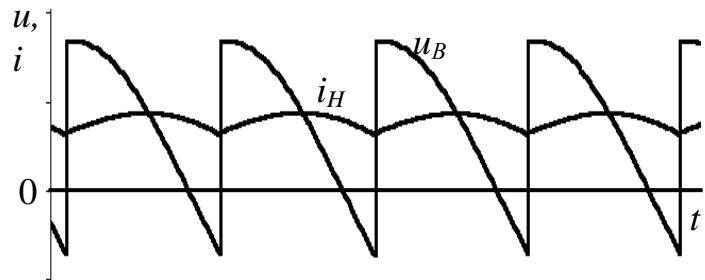
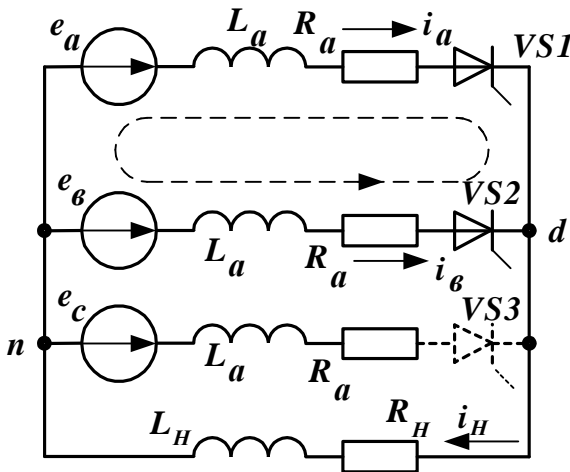
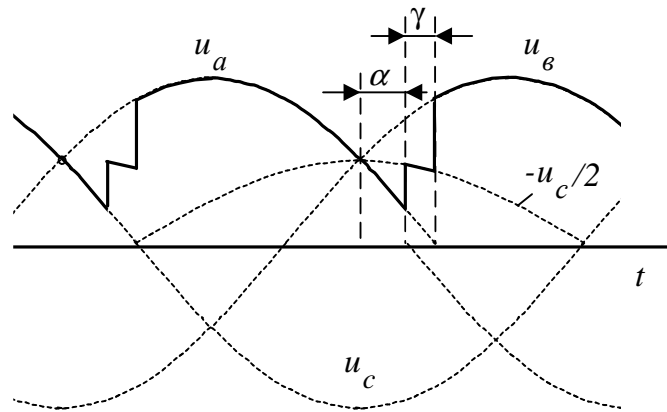


Рисунок 2.64 – Діаграми випрямленої напруги і струму трифазного нульового КВ із активно-індуктивним навантаженням



а)



б)

Рисунок 2.65 – Процес комутації у трифазній нульовій схемі:  
а) еквівалентна схема; б) діаграма випрямленої напруги.

Для забезпечення одночасного відкриття тиристорів у катодній і анодній групах, особливо у разі виникнення безструмових пауз, імпульси керування подаються на тиристори одночасно. При цьому на кожний тиристор подається два імпульси зсунуті на кут  $60^\circ$  (або один «широкий») основний і додатковий (на рисунку 2.67 виділено більш темним кольором), що дублює основний імпульс керування тиристора, який вмикається наступним. У разі виникнення безструмових пауз цим забезпечується повторне вмикання тиристора.

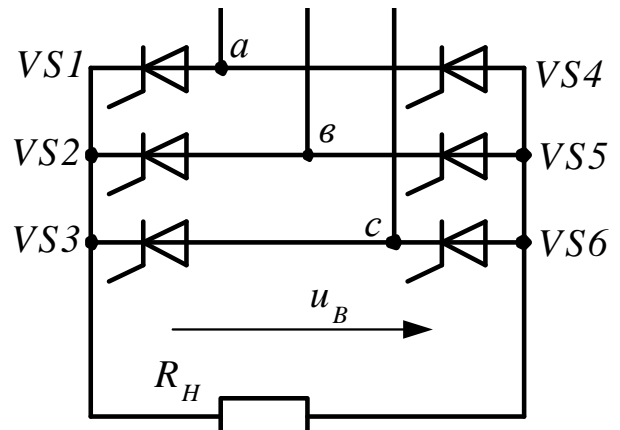


Рисунок 2.66 – Трифазна мостова схема КВ

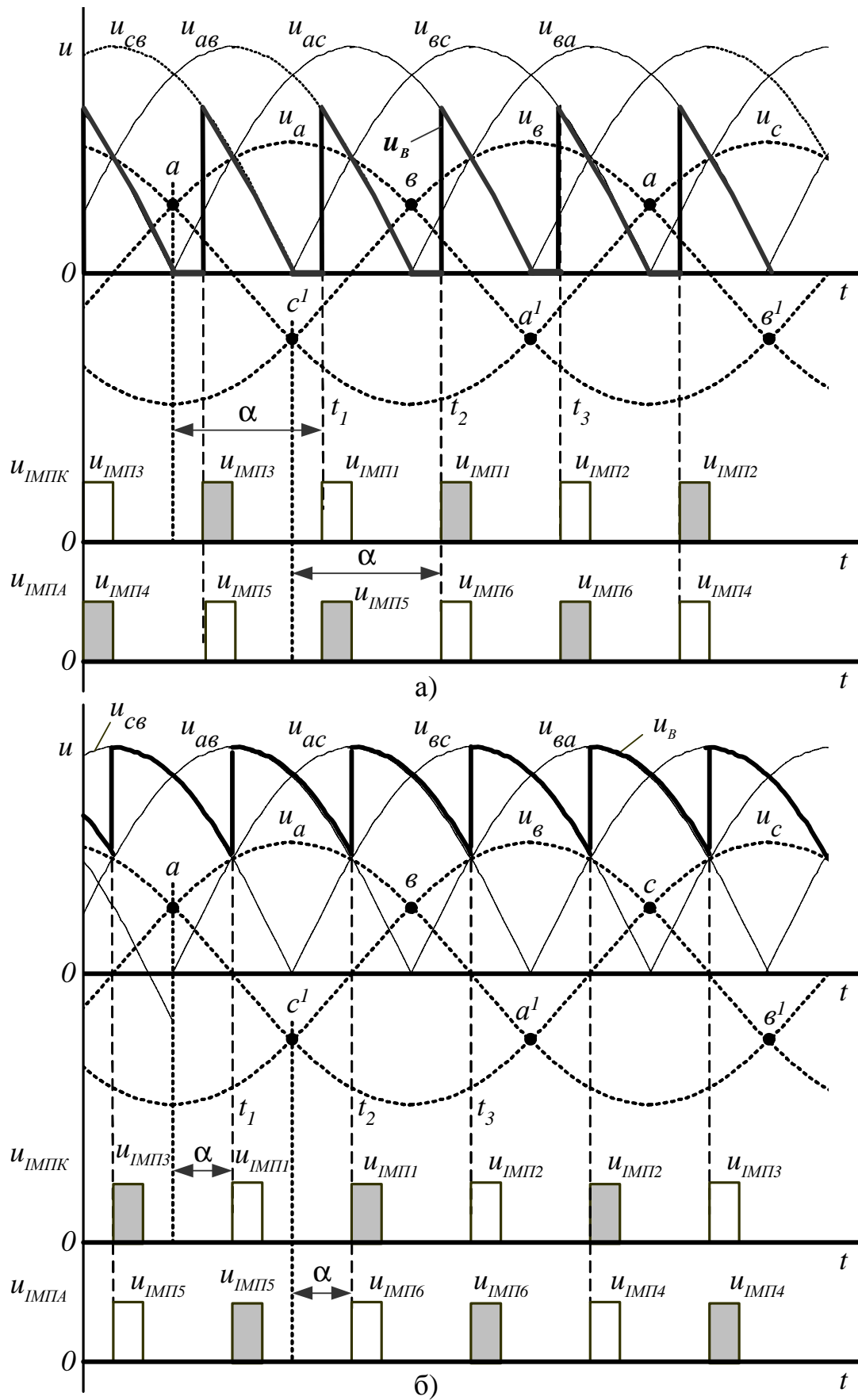


Рисунок 2.67 – Діаграми випрямленої напруги та імпульсів керування тиристорами трифазного мостового керованого випрямляча



Так, у момент часу  $t_1$  імпульс керування (рис. 2.67, а) подано на тиристор фази  $a$  катодної групи  $VS1$ , одночасно подається додатковий імпульс на тиристор  $VS5$  анодної групи. Оскільки напруга  $u_{AB} > 0$ , тиристори вмикаються – напруга на навантаженні  $u_B = u_{AB}$ . Під час переходу  $u_{AB}$  і, відповідно, струму навантаження через нуль тиристори вимикаються. Під час подачі імпульсу на тиристор  $VS6$  анодної групи у момент часу  $t_2$  для вмикання його разом із  $VS1$  на останній необхідно подати додатковий імпульс керування.

Згідно з рисунком 2.67 у роботі мостового КВ можна виділити режими:

а)  $0 < \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ , струм навантаження безперервний (рис. 2.67, б)  $U_{CP} = U_0 \cos \alpha$ ,

де  $U_0 = 2,34 U_{2\phi}$  (табл. 2.1);

б)  $\frac{\pi}{3} < \alpha \leq \frac{2\pi}{3}$ , у струмі з'являються безструмові паузи (рис. 2.67, а), рівняння регулювальної характеристики

$$U_{CP} = U_0 \left[ 1 + \sin \left( \frac{\pi}{6} - \alpha \right) \right]. \quad (2.88)$$

Під час роботи на активно-індуктивне навантаження з  $\alpha > \frac{\pi}{3}$  при безперервному струмі у кривій випрямленої напруги з'являються ділянки, де напруга від'ємна.

*Гармонійний склад випрямленої напруги.* Використовуючи методику, що подана у п. 2.1.3, можна отримати вираз для визначення амплітуди гармонійних складових для КВ (при безперервному струмі) з урахуванням кута керування  $\alpha$

$$U_{m(k)} = 2U_{d0} \cdot \cos \alpha \frac{1}{k^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \alpha}, \quad (2.89)$$

де  $U_{d0}$  – постійна складова випрямленої напруги при  $\alpha = 0$ .

*Розрахунок згладжувального реактора.* Для КВ здійснюється, виходячи з найгіршого за якістю струму навантаження режиму роботи з максимально можливим кутом керування  $\alpha_{MAX}$ . За номінальної напруги  $U_d = U_{НОМ}$  і струмі навантаження  $I_d = I_{ННОМ}$  цей режим має місце під час роботи випрямляча з максимальною напругою в мережі змінного струму і відповідному значенні  $U_{d0MAX}$ . Значення  $\alpha_{MAX} = \arccos(U_{НОМ}/U_{d0MAX})$ .

Під час роботи КВ на двигун постійного струму звичайно задається коефіцієнт пульсацій струму навантаження  $K_{ПІ} = I_{Hm(k)}/I_{ННОМ}$ , звідки можна визначити амплітуду найбільшої ( $k=m$ ) гармоніки струму  $I_{Hm(k)}$ . У той же час,  $I_{Hm(k)} = U_{m(k)вух}/R_H$ , де  $U_{m(k)вух}$  – амплітуда відповідної гармоніки напруги на виході фільтра (навантаженні). За достатньо великих значень  $q$  ( $q \geq 3$ ) одиницею в (2.10) можна нехтувати і з урахуванням (2.7) отримуємо

$$L_\phi = \frac{R_H}{k\omega} q = \frac{U_{m(k)вух}}{I_{Hm(k)}} \cdot \frac{1}{k\omega} \cdot \frac{U_{m(k)вх}}{U_{m(k)вух}} = \frac{U_{m(k)вх}}{k\omega I_{Hm(k)}}, \quad (2.90)$$

де значення  $U_{m(k)ex}$  – визначається згідно з (2.89).

**Приклад 2.10.** Розрахувати КВ для регулювання напруги кола якоря двигуна постійного струму (ДПС), що отримує живлення від мережі з  $U_{\mathcal{L}}=380$  В,  $X_M=0,02$  Ом,  $R_M=0,01$  Ом. Навантаження ДПС не перевищує номінальне.

ДПС типу Д-814 має такі дані:  $P_{НОМ}=110$  кВт,  $U_{НОМ}=220$  В, струм, що споживається  $I_{НОМ}=500$  А, струм збудження  $I_{ЗБ}=6,25$  А, частота обертання  $n_{НОМ}=500$  об/хв, загальний опір кола якоря з урахуванням опору додаткових полюсів  $R_{ЯЗ}=R_{Я}+R_{ДП}=0,0805$  Ом, кількість пар полюсів  $p=2$ .

**Розв’язання.** Для цієї потужності ДПС доцільно використати трифазну мостову схему випрямлення. Середнє значення випрямленої напруги на виході КВ варто прийняти рівним  $U_{d0} = K_U U_d = 1,2 \cdot 220 = 264$  В, де  $K_U = (1,2 \div 1,25)$  – коефіцієнт, що враховує можливе зниження напруги у мережі, втрати напруги в схемі ТП і т.п.,  $U_d = U_{НОМ}$ .

Згідно з таблиці 2.1 коефіцієнт перетворення напруги  $K_H=2,34$ . Значення фазної напруги на вході КВ  $U_{2\phi} = U_{d0}/2,34 = 112,8$  В.

Таким чином, на вході випрямляча необхідно мати трансформатор з коефіцієнтом трансформації (для схеми з’єднань первинної обмотки «зірка»)  $n = U_{1\phi}/U_{2\phi} = 220/112,8 = 1,95$ .

Струм якоря ДПС  $I_d = I_{ЯНОМ} = I_{НОМ} - I_{ЗБ} = 500 - 6,25 = 493,75$  А.

Середній струм тиристорів  $I_{VSCP} = I_{ЯНОМ}/3 = 493,75/3 = 164,6$  А.

Вважаємо, що струм ДПС ідеально згладжений, тоді струм тиристорів має форму імпульсу прямокутної форми (див. п. 2.1.4), амплітуда якого  $I_d$ , а тривалість  $2\pi/3$ . Діюче значення

$$I_{VS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_d)^2 d\alpha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_d)^2 \frac{2\pi}{3}} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 285,08 \text{ А.}$$

Зворотна напруга тиристора  $U_{ЗВМАХ} = U_{2\phi m} = U_{2\phi} \sqrt{3} \sqrt{2} = 1,05 U_{d0} = 277,2$  В.

Попередній вибір тиристора за струмом  $I_{ОСПРМАХ} \geq I_{VSCP}/K_0$ , де  $K_0$  – коефіцієнт, що залежить від умов охолодження\*) (за примусового охолодження  $K_0=0,8-1,0$ , за природного для струмів до 50 А прийняти  $K_0=0,5$ , для струмів 50÷160 А прийняти  $K_0=0,4$ , для струмів 160÷500 А прийняти  $K_0=0,3$ ).

\*) - при малих і середніх потужностях з метою спрощення конструкції можна застосовувати природне охолодження тиристорів при використанні стандартного охолоджувача.

Обираємо тиристор із природним охолодженням

$$I_{ОСПРМАХ} \geq I_{VSCP}/K_0 = 164,6/0,3 = 548,7 \text{ А.}$$

Згідно з [7,12] обираємо тиристор Т143-630-4 з деяким запасом, що має такі параметри:  $R_{ДИН}=0,00043$  Ом,  $U_{T0}=1$  В, час відновлення запиральних властивостей  $t_{ВДН}=30$  мкс.

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора згідно з (2.14)

$$I_2 = I_d \sqrt{2/\sqrt{3}} = 493,75 \sqrt{2/\sqrt{3}} = 403,1 \text{ А.}$$

Для первинної обмотки  $I_1 = I_2/n = 403,1/1,95 = 206,7$  А

Потужність трансформатора  $S_T = 3 U_{2\phi} I_2 = 3 \cdot 112,8 \cdot 403,1 = 136409$  ВА.

Вибір типу трансформатора здійснюємо за потужністю [9,16] за умови,  $S_{НОМ} \geq S_T$ . Обираємо трансформатор типу ТСП-160/0.4, що має такі параметри:  $\Delta P_K = 2,3$  кВт,  $\Delta P_X = 0,7$  кВт,  $u_K = 6,2$  %. Напруга вторинної обмотки відрізняється від паспортної, тому потрібно спроектувати новий. Вважаємо, що його параметри будуть близькими до типових.

Активний та індуктивний опори трансформатора, що приведені до первинної обмотки:

$$I_{НОМ} = S_{НОМ} / \sqrt{3} U_{1\phi} = 160000 / (3 \cdot 220) = 242 \text{ А.}$$

$$Z_T = u_K \cdot U_{НОМ} / I_{НОМ} = 0,062 \cdot 220 / 242 = 0,056 \text{ Ом,}$$

$$R_T = \Delta P_K / 3 I_{НОМ}^2 = 2300 / (3 \cdot (242)^2) = 0,013 \text{ Ом,}$$

$$X_T = \sqrt{Z_T^2 - R_T^2} = \sqrt{0,056^2 - 0,013^2} = 0,0544 \text{ Ом.}$$

Загальний реактивний опір трансформатора і мережі приведені до вторинної обмотки  $X_a = (X_M + X_T) / n^2 = (0,0544 + 0,02) / 1,95^2 = 0,02 \text{ Ом.}$

$$L_a = X_a / \omega = 0,02 / 314 = 0,000064 \text{ Гн} = 0,064 \text{ мГн}$$

Загальний активний опір

$$R_a = (R_T + R_M) / n^2 = (0,013 + 0,01) / 1,95^2 = 0,006 \text{ Ом.}$$

Дросель, що згладжує, у колі випрямленого струму розраховується за одержанням необхідних показників згладжування випрямленого струму.

Необхідне значення індуктивності  $L_d$  у колі постійного струму з урахуванням припустимого рівня пульсацій  $I_{\Pi}$  (прийняти  $5 \div 10\%$  від номінального струму)  $L_d = U_{\Pi MAX} / (m \cdot \omega I_{\Pi})$ , де  $m$  – кількість пульсацій випрямленої напруги (для мостової схеми  $m=6$  – найбільша гармоніка має кратність  $k=m$ ),  $\omega$  – кутова частота мережі.

Амплітуда 6-ї гармоніки струму  $I_{m(6)} = I_{\Pi} = (0,05 \div 0,1) 493,75 = 24,7 \div 49,4 \text{ А.}$  Приймаємо  $I_{m(6)} = I_{\Pi} = 30 \text{ А.}$  Амплітуда відповідної гармоніки напруги на виході випрямляча  $U_{m(6)} = U_{\Pi MAX}$

$$U_{\Pi MAX} = 2 U_{d0} \cos \alpha_{MAX} [\sqrt{1 + m^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_{MAX}}] / (m^2 - 1) =$$

$$= 2 \cdot 220 \cdot 0,833 [\sqrt{1 + 6^2 \operatorname{tg}^2 33,6}] / (6^2 - 1) = 51,65 \text{ В.}$$

$$L_d = U_{\Pi MAX} / (m \cdot \omega I_{\Pi}) = 51,65 / (6 \cdot 314 \cdot 30) = 0,0009163 \text{ Гн} = 0,916 \text{ мГн.}$$

Значення  $\alpha_{MAX}$  визначимо з умови, що у номінальному режимі роботи

$$U_{НОМ} = U_{d0} \cos \alpha_{MAX}, \text{ звідки } \alpha_{MAX} = \arccos(U_{НОМ} / U_{d0}) = 33,6^\circ.$$

Індуктивність дроселя  $L_{ДР} = L_d - L_H - 2L_a$  ( $L_H$  – індуктивність навантаження). Для двигуна постійного струму індуктивність якірного кола

$$L_{Я} = L_H = 0,55 \cdot U_{НОМ} \cdot 30 / (\pi I_{ЯНОМ} \cdot n_{НОМ} \cdot p) =$$

$$= 0,55 \cdot 220 \cdot 30 / (3,14 \cdot 493,75 \cdot 500 \cdot 2) = 0,0013 \text{ Гн} = 1,3 \text{ мГн.}$$

Індуктивність навантаження більша, ніж потрібне значення  $L_d = 0,916 \text{ мГн}$ , тобто дросель не потрібен.

Розглянемо випадок, коли напруга зменшена вдвічі

$$U_d(\alpha) = U_{d0} \cdot \cos \alpha = 110 \text{ В, відповідно: } \alpha_{MAX} = \arccos(110 / 264) = 65,4^\circ.$$

$$U_{\Pi MAX} = 2 U_{d0} \cos \alpha_{MAX} [\sqrt{1 + m^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_{MAX}}] / (m^2 - 1) =$$

$$= 2 \cdot 110 [\sqrt{1 + 6^2 \operatorname{tg}^2 65,4}] / (6^2 - 1) = 82,94 \text{ В.}$$

$$L_d = U_{\Pi MAX} / (m \cdot \omega I_{\Pi}) = 82,94 / (6 \cdot 314 \cdot 30) = 0,0035 \text{ Гн} = 1,46 \text{ мГн.}$$

$$\text{Індуктивність дроселя } L_{ДР} = L_d - L_H - 2L_a = 1,46 - 1,3 - 0,13 = 0,03 \text{ мГн.}$$

Дросель (типу ФРОС або інший з активним опором  $R_{ДР}$  та індуктивністю  $L_{ДР}$ ) можна обрати згідно з [9,16]. У цьому випадку дросель не потрібний.

Розрахунок зовнішньої характеристики ТП  $U_d(I_d)$  при безперервному струмі навантаження виконується відповідно до виразу (2.82). З  $\alpha=0$  за номінального навантаження маємо

$$U_d = U_{do} \cos \alpha - U_{TO} - (mX_d/2\pi + R_\phi)I_d = \\ = 264 - 2 \cdot 1 - (6 \cdot 0.02/2\pi + 0.0129)493.75 = 246.2 \text{ В},$$

де  $U_{TO}$  – порогова напруга (втрати напруги) на тиристорі згідно з довідковими даними (для мостових схем враховувати два тиристори).

Для трифазної мостової схеми

$$R_\phi = 2(R_a + R_{ДИН}) + R_{ДР} = 2(0.006 + 0.00043) = 0.0129 \text{ Ом}.$$

Втрата напруги у випрямлячі за номінального навантаження становить  $\Delta U = 17.8 \text{ В}$ . Припустимо зниження напруги у мережі становить 10 %, при цьому  $U_{do1} = 0.9 U_{do} = 264 \cdot 0.9 = 237.6 \text{ В}$ . Таким чином, дещо завищене значення  $U_{do}$  дозволяє підтримувати напругу навантаження на рівні номінальної ( $U_{do1} - \Delta U = 237.6 - 17.8 = 219.8 \text{ В}$ ).

Коефіцієнт потужності для номінального режиму роботи

$$\chi = v \cdot \cos \varphi_{(1)} = v \cdot \cos(\alpha + \gamma/2) = 0.955 \cos(33.6 + 1) = 0.786.$$

де  $v = 0.955$  – коефіцієнт викривлення форми струму з  $m=6$ .

Кут комутації  $\gamma$

$$\gamma = \arccos[\cos \alpha - \pi X_a \cdot I_d / (U_{do} \cdot m)] - \alpha = \\ = \arccos[\cos 33.6 - \pi \cdot 0.02 \cdot 493.75 / (264 \cdot 6)] - 33.6 = 2^\circ.$$

ККД випрямляча з номінальним навантаженням

$$\eta = P_{НОМ} / P_I = P_{НОМ} / (P_{НОМ} + \Delta P),$$

де  $\Delta P = \Delta P_{ТР} + \Delta P_T + \Delta P_{ДР}$  – загальні витрати активної потужності, що складаються з витрат у трансформаторі, тиристорах, дроселі.

$$\Delta P_{ТР} = \Delta P_X + \Delta P_K (I_2 / I_{2НОМ})^2 = 0.7 + 2.3 (403.1 / 471.9)^2 = 2.38 \text{ кВт}.$$

$$I_{2НОМ} = I_{1НОМ} n = 242 \cdot 1.95 = 471.9 \text{ А}.$$

Втрати активної потужності у тиристорах

$$\Delta P_T = 6(U_{TO} I_{VSCP} + (I_{VS})^2 R_{ДИН}) = 6(1 \cdot 164.6 + (285.08)^2 0.00043) = 1197.3 = 1.2 \text{ кВт}.$$

Витрати активної потужності у дроселі

$$\Delta P_{ДР} = (I_{ЯНОМ})^2 R_{ДР}.$$

$$\text{ККД випрямляча } \eta = P_{НОМ} / P_I = 108.63 / (108.63 + 2.38 + 1.2 + 0.536) = 0.968.$$

$$P_{НОМ} = U_{НОМ} I_{ЯНОМ} = 493.75 \cdot 220 = 108.63 \text{ кВт}.$$

Значення коефіцієнту потужності з урахуванням витрат у схемі

$$\chi = P_I / S_I = P_I / (3 U_I I_I) = 112.21 / (3 \cdot 220 \cdot 206.7) = 112.21 / 136.42 = 0.823.$$

Таким чином, коефіцієнт потужності  $\chi$  реального випрямляча  $\chi = 0.823$  дещо вище, ніж у ідеального  $\chi = 0.786$ , що обумовлено врахуванням витрат потужності, які обумовлені вищими гармоніками (у ідеального  $\chi$  визначено за першою гармонікою струму).

## Робота КВ на приймач з проти - ЕРС (випрямний режим)

Має місце при живленні від керованого випрямляча машини постійного струму (МПС) або із заряджанням акумуляторів.

З урахуванням індуктивності згладжувального дроселя  $D_p$  ( $L_{DP}$ ,  $R_{DP}$ ) вважаємо струм у колі навантаження ідеально згладженим  $i_H = I_H = I_{CP}$ . Напрямок ЕРС якоря  $E_Y$  (рис. 2.68) протилежний струму  $I_Y$ , тобто МПС працює в режимі двигуна - споживає енергію (електромагнітна потужність  $P_E = E_Y \cdot I_Y$  перетворюється в механічну потужність  $P_{MECH}$ ). КВ при цьому працює у **випрямному режимі**, що забезпечує надходження енергії з мережі змінного струму до кола навантаження.

Струм навантаження

$$I_H = I_{CP} = I_Y = (U_{CPB} - E_Y) / (R_Y + R_{DP}), \quad (2.91)$$

де  $U_{CPB}$  – середнє значення напруги на виході КВ,  $R_Y$  та  $R_{DP}$  – опори кола якоря двигуна і дроселя.

Згідно з (2.91) виникають обмеження за кутом  $\alpha$ , що з умови  $U_{CPB} \geq E_Y$  ( $U_0 \cos \alpha \geq E_Y$ ) визначається рівнянням

$$\alpha_{GP} \leq \arccos(E_Y / U_0).$$

Часові діаграми, що ілюструють роботу КВ у випрямному режимі, наведені на рисунку 2.69 (для зручності аналізу  $E_Y$  на рисунку 2.69 показана зворотної полярності). Процеси, що стаються в колі, аналогічні випадку роботи КВ на активно-індуктивне навантаження.

Кількість енергії, що надходить до МПС, можна регулювати, якщо змінювати кут  $\alpha$  – відкривання тиристорів. Значення  $U_{CP} = f(\alpha)$  при цьому визначається згідно з (2.82). Із зростанням  $\alpha$  енергетичні показники погіршуються – зростає споживання реактивної потужності ( $\cos \varphi$  випрямляча як приймача енергії зменшується).

Оскільки індуктивність  $L_{DP}$  має обмежене значення, струм навантаження має пульсації, які зі зниженням  $U_{CP}$  зростають і КВ переходить у режим перервних струмів [21,22], про що йшла мова вище. Порівняно

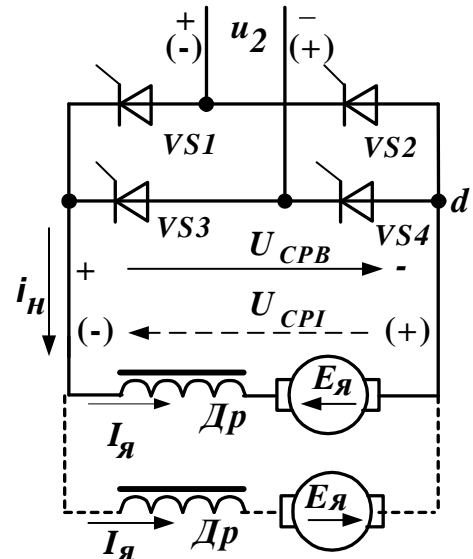


Рисунок 2.68 – КВ при роботі на приймач з ЕРС

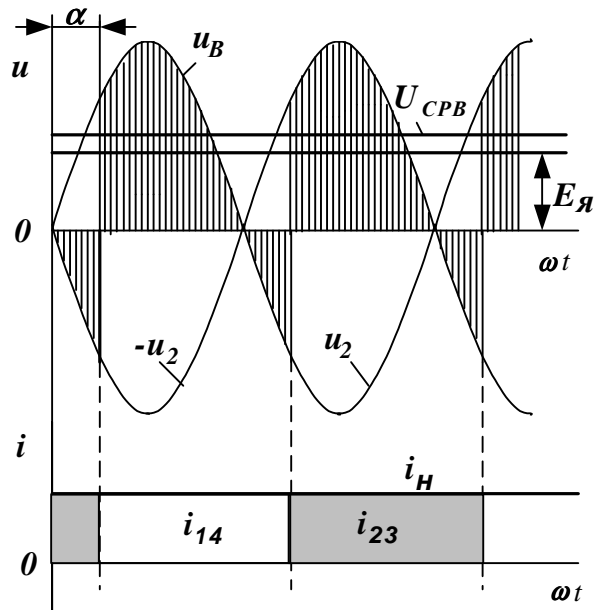


Рисунок 2.69 – Діаграми роботи КВ у випрямному режимі

з активно-індуктивним навантаженням кут  $\alpha_{кр}$  за якого здійснюється перехід до режиму перервних струмів значно менший. Діаграми випрямленої напруги та

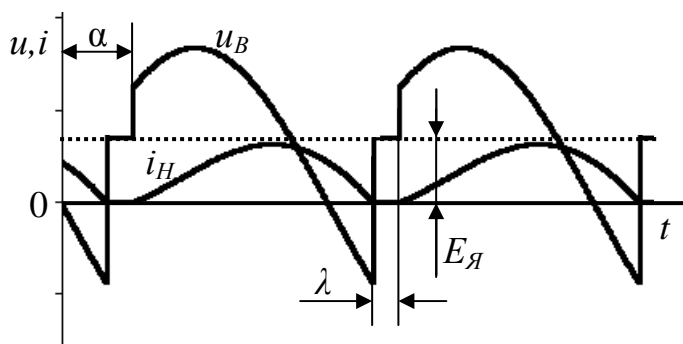


Рисунок 2.70 – Діаграми роботи КВ у режимі перервних струмів

струму у режимі перервних струмів подані на рисунку 2.70. На інтервалі  $\lambda$ , що відповідає безструмовій паузі, випрямлена напруга позитивна і дорівнює  $E_J$ . Унаслідок цього залежність (2.82) порушується і середнє значення випрямленої напруги зростає, що не є бажаним.

З метою уникнення режиму перервних струмів необхідно підвищувати індуктивність дроселю або обмежувати діапазон регулювання кута  $\alpha$ .

## 2.6 Інверторний режим роботи керованих випрямлячів

Інверторний режим КВ характеризується тим, що енергія з мережі постійного струму надходить у мережу змінного.

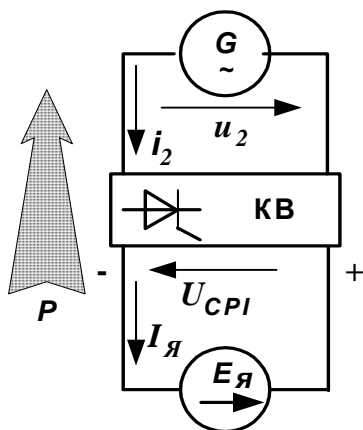


Рисунок 2.71 – Еквівалентна схема КВ у інверторному режимі

На відміну від випрямного режиму, де роль приймача виконує проти - ЕРС ( $E_J$  МПС), це передбачає зворотній процес – роль проти - ЕРС виконує не  $E_J$ , а керований випрямляч ( $U_{CPI}$ ). Джерелом енергії є  $E_J$  (МПС, що працює в генераторному режимі). У цьому випадку умова (2.91) має вигляд

$$I_H = I_{CP} = I_J = (E_J - U_{CPI}) / (R_J + R_{дп}), \quad (2.92)$$

тобто струм якоря і КВ тече під дією  $E_J$  і спрямований в протилежному напрямку, ніж напруга КВ –  $U_{CP}$  ( $U_{CPI}$  змінює полярність), чому відповідає еквівалентна схема на рисунку 2.71.

Згідно з цим для переведення КВ в інверторний режим - споживання енергії від джерела

$E_J$  з наступним передаванням її в мережу змінного струму необхідно:

1. Змінити точки підключення МПС так, щоб напрямок струму  $i_H$  на виході КВ співпадав із напрямком ЕРС якоря  $E_J$  (показано на рисунку 2.68 перервною лінією). При цьому напрямок  $E_J$  співпадає з провідним напрямком тиристорів.

2. Змінити полярність вихідної напруги КВ  $U_{CPI}$  (знаки на рисунку 2.68 показані в дужках, а стрілка – перервною лінією). Останнє досягається (рис. 2.72) збільшенням кутів відкриття тиристорів  $\alpha > \pi/2$  (змінюється в межах  $\pi/2 < \alpha < \pi$ ).

При цьому площа під негативною частиною кривої  $u_B$  стає більшою, ніж позитивна, тобто згідно з (2.82)  $U_{CP}$  стає негативною. Регулюванню кутів  $\alpha$  у цій зоні відповідає продовження характеристики 2 (крива 2' на рис. 2.67). Значення  $\alpha$  визначається за умовою  $U_{CPI} < E_J$ .

Завдяки дії  $e_L$  згладжувального дроселя ( $D_p$ ) струм у колі постійного струму  $I_{CP} = I_J = i_H$  має незмінне значення (рис. 2.72). При цьому форма струму  $i_2$  на боці генератора змінної напруги  $u_2$  несинусоїдальна – позитивна напівхвиля формується з відкриттям тиристорів  $VS1, VS4$ , а негативна –  $VS2, VS3$ .

По відношенню до напруги  $u_2$  струм  $i_2$  (його перша гармоніка  $i_{2(1)}$ ) запізнюється на кут  $\varphi = \alpha > \pi/2$ , чому відповідає векторна діаграма на рисунку 2.73. При цьому активна складова  $I_{2a(1)}$  спрямована протилежно  $\underline{U}_2$  ( $P < 0$ ), тобто мережа змінного струму споживає активну потужність, а КВ є її джерелом, і залишається при цьому «споживачем» реактивної потужності (періодичний обмін енергією між індуктивністю дроселя  $L_{DP}$  і мережею змінного струму). Про це свідчить наявність реактивної складової струму  $I_{2p(1)}$ .

Для характеристики інверторного режиму часто використовують (рис. 2.72) тлумачення – **кут випередження відкриття** відносно початку негативного напівперіоду напруги мережі  $\beta = (\pi - \alpha)$  при  $\pi/2 > \beta > 0$ .

Регульовальна характеристика інвертора

$$U_{CP} = U_0 \cdot \cos \beta. \quad (2.93)$$

Умова  $\beta > 0$  визначається необхідністю перервати струм крізь тиристор, що виходить з роботи і забезпечити його запирання до того, як напруга мережі для нього не стане знову додатною. В іншому разі він буде проводити струм разом із наступним тиристором, що входить до роботи. Це викликає коротке перемикання джерел напруги змінного (мережа) і постійного струму ( $E_J$ ). Та-

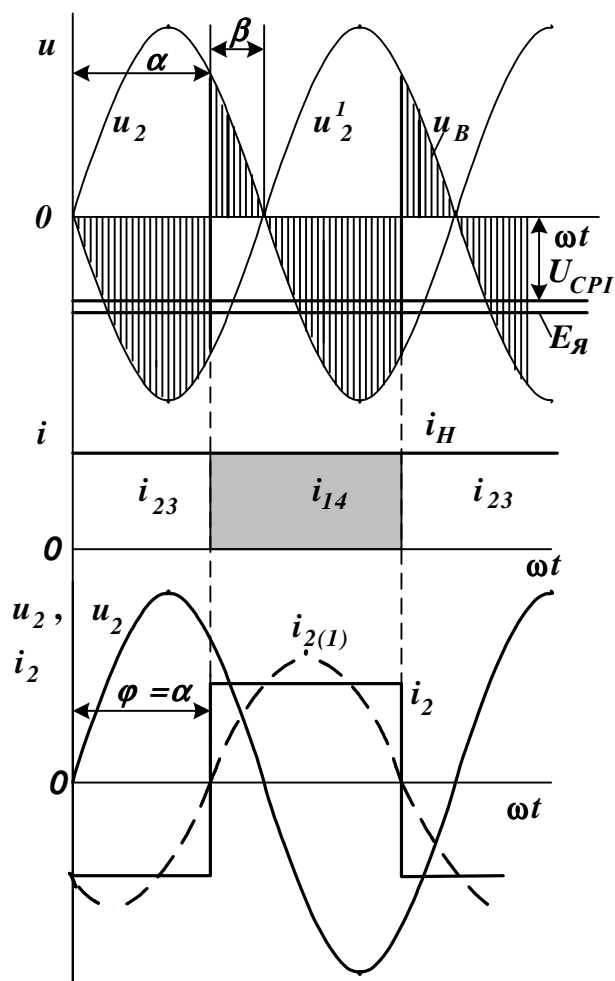


Рисунок 2.72 – Діаграми роботи КВ в інверторному режимі

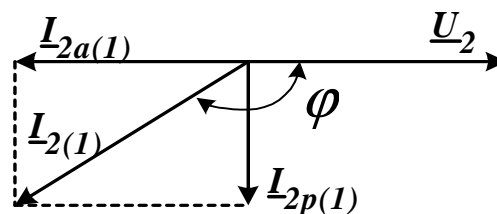


Рисунок 2.73 – Векторна діаграма КВ в інверторному режимі

кий режим отримав назву «прорив інвертора» і є аварійним. Для виключення цього режиму необхідно обмежувати мінімальне значення кута  $\beta$ .

Мінімальне значення  $\beta$  визначається (рис. 2.74) кутом комутації  $\gamma$ , коли струм перемикається з одної пари тиристорів на іншу. За відсутності струму крізь тиристор, необхідний певний час  $t_{ВДН}$  (відновлення запиральних властивостей), продовж якого до тиристора, що виходить із роботи, прикладена зворотна напруга. Це забезпечує надійне запирання тиристорів, що виходять із роботи.

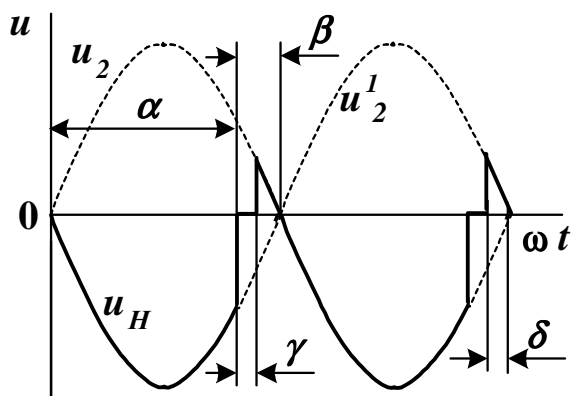


Рисунок 2.74 – Визначення мінімального кута  $\beta$

Таким чином,

$$\beta > (\gamma + \delta),$$

де  $\delta = 2\pi f(t_{ВДН})$ .

Для інверторного режиму прийнято використовувати вхідну характеристику – залежність напруги джерела  $E_J$ , що забезпечує живлення інвертора, від струму у

колі постійного струму  $I_{CP} = I_J$ .  $E_J$  більша за  $U_{CPI}$  і визначається з урахуванням витрат у схемі аналогічно (2.84)

$$E_J = U_0 \cos \beta + U_{TO} + (mX_a / 2\pi + R_\phi) I_{CP}. \quad (2.94)$$

У розглянутому випадку тиристори випрямляча утворюють **інвертор** - пристрій для перетворення енергії постійного струму в енергію змінного із обов'язковою наявністю генератора змінного струму, що забезпечує комутацію (запирання зворотною напругою) тиристорів. Таким чином, це **залежний від мережі змінного струму інвертор або інвертор, ведений мережею**.

**Приклад 2.11.** Використовуючи дані прикладу 2.10, розрахувати мінімально припустиме значення кута  $\beta_{\min}$  для режиму інвертування і кут  $\beta$  під час гальмування двигуна, ЕРС якого становить  $E_J = 150$  В, за умови, що струм не перевищує значення  $2.5I_{ЯНОМ}$ . Час відновлення запиральних властивостей для тиристора Т143-630 становить  $t_{ВДН} = 30$  мкс.

**Розв'язання.** Середнє значення напруги випрямляча, що працює у режимі інвертора знайдемо згідно з (2.94) за струму  $I_{ЯМАХ} = 2.5I_{ЯНОМ}$

$$U_{CPI} = U_{do} \cos \beta = E_J - U_{TO} - (mX_a / 2\pi + R_\phi) I_{ЯМАХ} = 150 - 2 \cdot 1 - (6 \cdot 0,02 / 2\pi + 0,0151) \cdot 2,5 \cdot 493,75 = 105,8 \text{ В.}$$

$$\text{Опір кола } R_\phi = 2(R_a + R_{ДИН}) + R_{ДР} = 2(0,006 + 0,00043) + 0,0022 = 0,0151 \text{ Ом.}$$

$$\text{Звідки } \beta = \arccos(U_{CPI} / U_{do}) = \arccos(105,8 / 264) = 66,4^\circ.$$

$$\text{Відповідно кут } \alpha = \pi - \beta = 113,6^\circ.$$

Визначимо значення кута комутації  $\gamma_{\max}$  для струму якоря, що становить  $I_{ЯМАХ} = 2,5I_{ЯНОМ}$

$$\gamma_{\max} = \arccos[\cos \beta - \pi X_a \cdot 2,5I_{ЯНОМ} / (U_{do} \cdot m)] - \beta = \arccos[\cos 66,4^\circ - \pi \cdot 0,02 \cdot 2,5 \cdot 493,75 / (264 \cdot 6)] - 66,4 = 3^\circ.$$

Мінімально припустиме значення кута  $\beta_{\min}$  для режиму інвертування  $\delta = \omega t_{ВДН} = 314 \cdot 30 \cdot 10^{-6} = 0,009420$  рад  $= 0,009420 \cdot 180 / \pi = 0,54^\circ$ ,



$\beta_{\min} = \delta + \gamma_{\max} = 0,54 + 3 = 3,54^\circ$ . Приймаємо значення з подвійним запасом  $\beta_{\min} = 7^\circ$ .

## 2.7 Тиристорні перетворювачі

Щодо КВ, що здатні працювати як у випрямному, так і в інверторному режимах, вони мають узагальнену назву – **тиристорний перетворювач** (ТП), і широко використовуються в сучасній електротехніці. Так, за допомогою ТП будують довгі потужні лінії електропостачання постійного струму. Генератори змінного струму виробляють електроенергію, що трансформаторами підвищується до високої напруги. Далі встановлюються КВ, що перетворюють змінний струм високої напруги в постійний. Постійний струм передається по довгій лінії електропостачання з мінімальними витратами. У кінці лінії встановлюються ведені мережею інвертори, що перетворюють постійний струм у змінний, який потім трансформується до потрібної напруги і надходить до споживачів. ТП широко використовують в електроприводі, у хімічному виробництві та ін.

**Реверсивні ТП для електроприводу.** Використовуються для регулювання швидкості та змінювання напрямку обертання двигунів постійного струму у режимах двигуна і гальмування.

Схема (рис. 2.75) містить два КВ (тиристорних перетворювача) ТП1 і ТП2, увімкнених зустрічно-паралельно на двигун М. При цьому ТП1 у випрямному режимі ( $0 < \alpha_1 < \pi/2$ ) забезпечує обертання двигуна в напрямку «Вперед», а ТП2 з ( $0 < \alpha_2 < \pi/2$ ) відповідно «Назад». Регулюванням кута  $\alpha$  можна регулювати швидкість двигуна, тобто отримати регульований електропривод. Гальмування двигуна, що обертається «Вперед», забезпечують переведенням ТП2 в інверторний режим ( $\alpha_2 > \pi/2$ ), попередньо закриваючи ТП1. Із рухом «Назад» - навпаки.

Еквівалентні схеми якірного кола для режиму двигуна «Вперед» (випрямний режим ТП1), гальмівного режиму «Вперед» (інверторний режим ТП2) і режиму двигуна «Назад» (випрямний режим ТП2) наведені відповідно на рисунку 2.76, а, б, в. Такий алгоритм роботи ТП1 і ТП2 передбачає **роздільне керування**, коли імпульси, що відкривають, подаються лише на один із двох ТП, у той час коли імпульси керування на другий перетворювач не надходять і струм крізь нього не протікає.

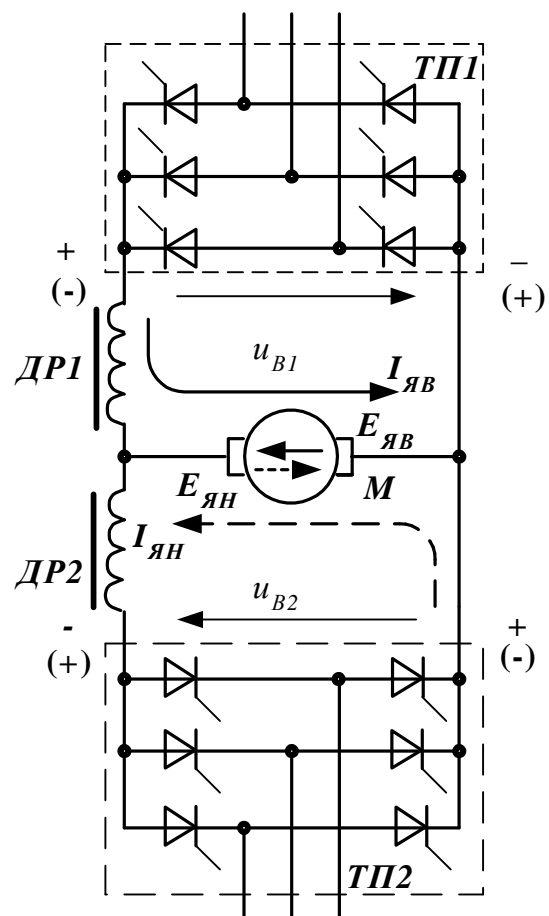


Рисунок 2.75 – Реверсивний ТП з двома комплектами перетворювачів

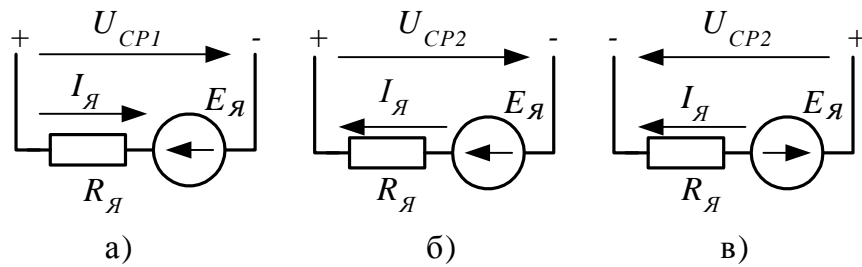


Рисунок 2.76 – Еквівалентні схеми вихідного кола реверсивного ТП

Відносно двокомплектних реверсивних ТП використовують два способи керування:

- сумісне, коли одночасно працюють обидва перетворювача;
- роздільне, коли залежно від полярності вихідної напруги працює лише один із двох перетворювачів.

**Сумісне керування.** Звичайно використовують погоджене керування. Розглянемо його реалізацію на прикладі реверсивного перетворювача (рис. 2.77), що складається з двох трифазних нульових ТП1 і ТП2.

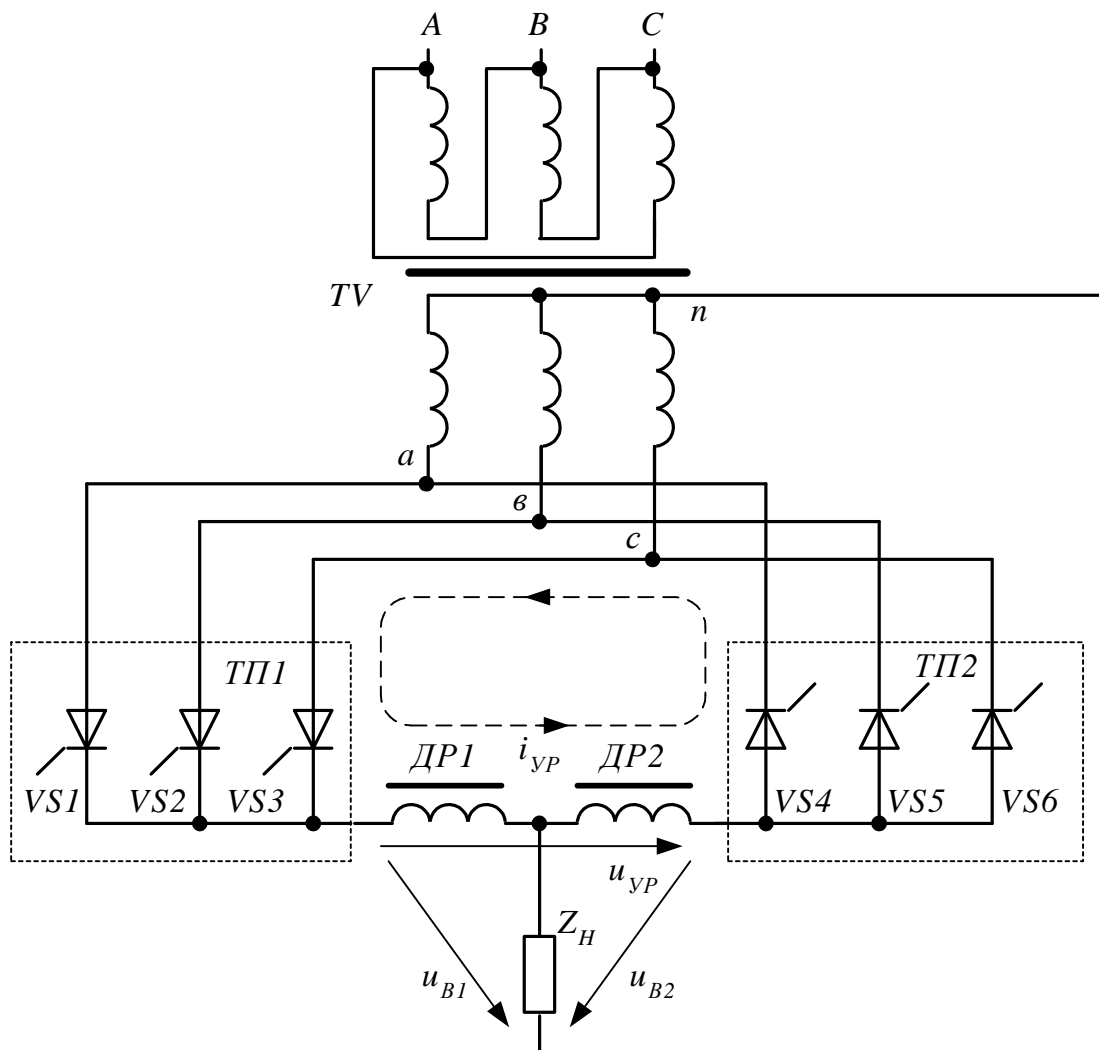


Рисунок 2.77 – Реверсивний тиристорний перетворювач на основі трифазної нульової схеми випрямлення

За одночасної роботи ТП1 і ТП2 середні значення їх випрямленої напруги (відповідно  $u_{B1}$  і  $u_{B2}$ ) повинні бути однакові  $U_{CP1}=U_{CP2}$ . Оскільки їх випрямлена напруга протилежна за знаком, це можливо, коли один із них працює у випрямному режимі, а другий – у інверторному. Середні значення випрямленої напруги при цьому:

$$U_{CP1}=U_0\cos\alpha_1; \quad U_{CP2}=U_0\cos\beta_2.$$

Порівнявши, отримуємо

$$\cos\alpha_1=\cos\beta_2 \text{ або } \cos\alpha_1=\cos(\pi-\alpha_2).$$

Таким чином, необхідно підтримувати таке співвідношення:

$$\alpha_1=\pi-\alpha_2 \text{ або } \alpha_1+\alpha_2=\pi.$$

При рівності середніх значень випрямленої напруги миттєві значення  $u_{B1}$  і  $u_{B2}$  відрізняються (рис. 2.78), що спричиняє появу між ТП1 і ТП2 зрівнювальної напруги  $u_{3P}$ , що прикладена до дроселів ДР1 і ДР2 та обумовлює протікання зрівнювального струму  $i_{3P}$  у контурі створеному перетворювачем (коло навантаження в нього не входить).

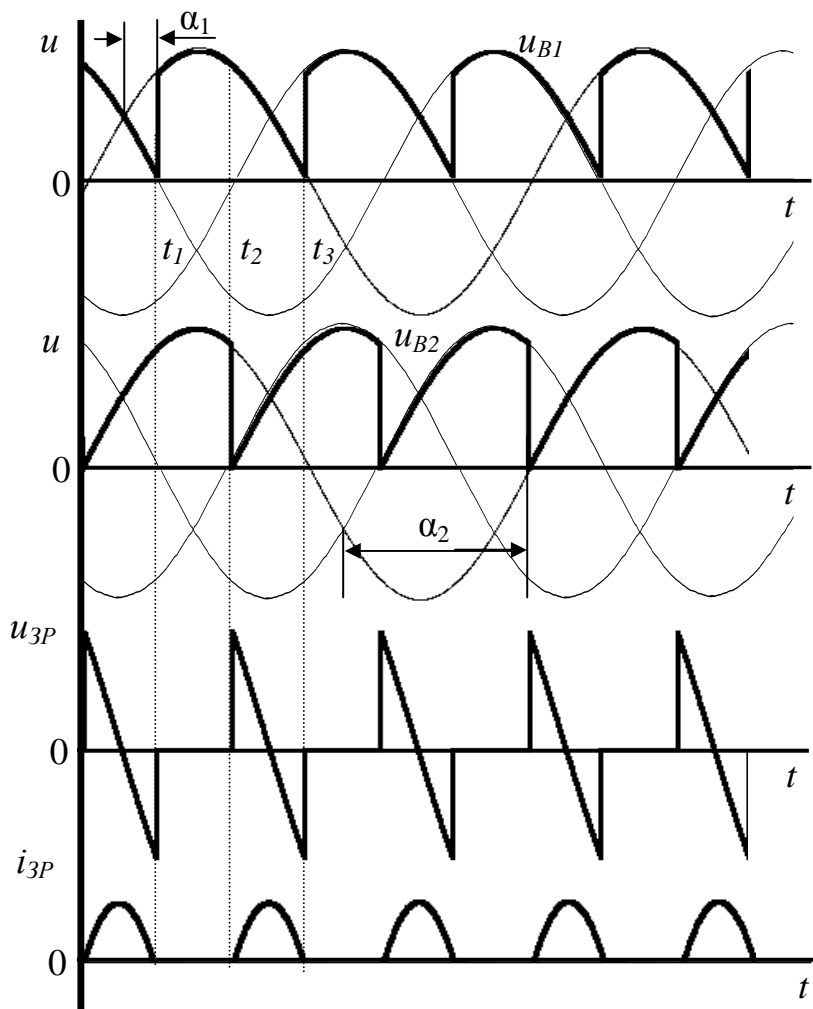


Рисунок 2.78 – Діаграми роботи реверсивного ТП з погодженим керуванням

На рисунку 2.78 подані діаграми роботи схеми за  $\alpha_1=30^\circ$  і  $\alpha_2=150^\circ$ . При цьому випрямлена напруга обох перетворювачів додатна, на інтервалі  $(t_1 - t_2)$   $u_{B1}=u_{B2}$  і  $u_{3P}=0$ , на інтервалі  $(t_2 - t_3)$  напруги відрізняються і  $u_{3P}=(u_{B1} - u_{B2})$  і т.д.

Відзначимо, що для виключення «прориву» інвертору необхідно обмеження мінімальних значень кутів  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$ .

Наявність зрівнювального струму під час сумісної роботи обумовлює додаткові втрати у схемі перетворювача і збільшення вагогабаритних показників за рахунок додаткового дроселя. Перевагою сумісного керування є висока швидкодія у разі зміни напрямку струму.

### Роздільне керування

При роздільному керуванні напругу позитивної полярності формує ТП1, а напругу негативної полярності ТП2. При цьому завжди працює лише один з перетворювачів. Для того, щоб уникнути короткого перемикання при переключенні струму з одного перетворювача на другий, необхідно контролювати струм або стан тиристорів перетворювача, що виходить з роботи. Дозвіл на

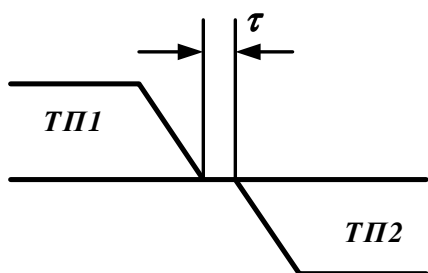


Рисунок 2.79 – Принцип роздільного керування

вмикання тиристорів наступного перетворювача дається лише у разі досягнення струмом нульового значення.

Для надійності при переключенні перетворювачів також вводиться безструмова пауза (рис. 2.79), що враховує час відновлення запиральних властивостей тиристорів і поріг чутливості датчиків струму. Датчики струму вмикаються послідовно у вихідні кола кожного з випрямлячів. При цьому керування роботою ТП1 і ТП2 здійснює спеціальний

електронний пристрій – логіка роздільного керування.

Перевагою роздільного керування є відсутність зрівнювальних струмів між перетворювачами, при цьому у схемі достатньо лише одного дроселя для згладжування струму, який вмикається послідовно з навантаженням. Відсутнє також обмеження щодо мінімальних кутів керування.

**Приклад 2.12.** Використовуючи дані прикладу 2.11 розрахувати межі регулювання значень кутів керування ТП для сумісного погодженого керування.

#### Розв'язання.

Максимальне значення кута  $\alpha_{MAX} = \pi - \beta_{MIN} = 180 - 7 = 173^\circ$ .

Оскільки  $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$ , то максимальному куту одного з ТП відповідає мінімальне  $\alpha_{MIN}$  другого, що становить  $\alpha_{MIN} = \pi - \alpha_{MAX} = 7^\circ$ . Таким чином, діапазон регулювання  $\alpha = 7-173^\circ$ .

## 3 ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ

### 3.1 Перетворювачі змінної напруги

Перетворювачі змінної напруги призначені для регулювання діючого значення (1-ї гармоніки) напруги на навантаженні за незмінної частоти.

**Однофазний перетворювач** містить (рис. 3.1, а) пару зустрічно-паралельно ввімкнених між джерелом і навантаженням тиристорів  $VS1$ ,  $VS2$ , що керуються системою імпульсно-фазового керування СІФК (на рисунку 3.1 не показано). Замість тиристорів можна використати симистор.

У позитивні напівперіоди напруги  $u_1$  струм навантаження  $i_H$  надходить крізь  $VS1$ , у негативні - крізь  $VS2$ . Подаючи імпульси керування на тиристори не з початку напівперіодів їх провідності, а з затримкою (на кут  $\alpha$ ), зменшують тривалість відкритого стану тиристорів, чим регулюється діюче значення напруги (струму) навантаження (рис. 3.1, б).

#### Робота на активне навантаження.

Форма струму в активному навантаженні повторює закон змінювання напруги (рис. 3.1, б). Регулюванням  $\alpha$  від 0 до  $\pi$  діюче значення напруги навантаження  $U_H$  змінюється від  $U_1$  (напруга мережі) до 0. Регульовальна характеристика  $U_H(\alpha)$  визначається виразом [21]

$$U_H = U_1 \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}. \quad (3.1)$$

Згідно з (3.1) можна визначити діюче значення струму навантаження  $I_H = U_H / R_H$ . Діюче значення струму тиристора

$$I_{VS} = \frac{U_1}{R_H} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}. \quad (3.2)$$

Середнє значення струму тиристора

$$I_{VSCP} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{\pi}, \quad (3.3)$$

де  $I_0 = U_1 / R_H$  – діюче значення струму навантаження при  $\alpha = 0$ .

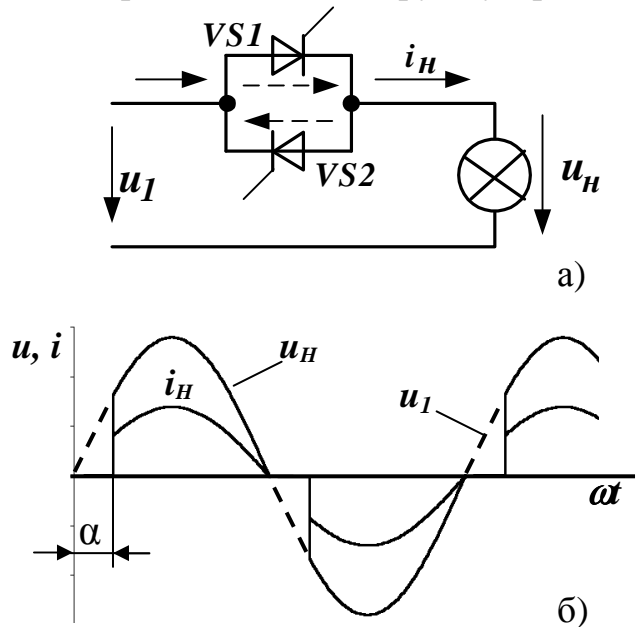


Рисунок 3.1– Однофазний тиристорний перетворювач напруги:

а) схема;

б) діаграми роботи

За  $\alpha=0$ ,  $I_{VSCP}=0,45I_0$ . Максимальне значення зворотної напруги  $U_{3BMAX}=U_{Im}$ . Струм у навантаженні несинусоїдальний – присутні безструмові паузи, тривалість яких дорівнює куту  $\alpha$ . Перша (основна) гармоніка зсунута відносно напруги мережі на кут  $\varphi_{(1)}$ , що визначається згідно з виразом [9]

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{u_*^2}{\sqrt{\frac{\sin^2 \alpha}{\pi^2} + u_*^4}}, \quad (3.4)$$

де  $u_* = U_H / U_I$  – відносне значення напруги на навантаженні.

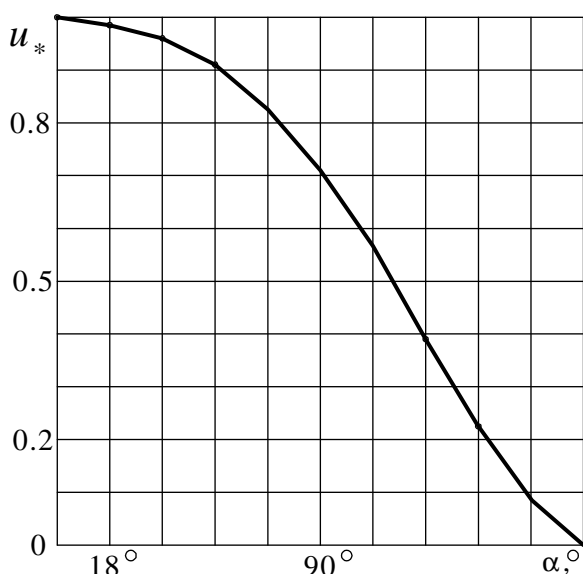


Рисунок 3.2 – Регулювальна характеристика перетворювача при активному навантаженні

Коефіцієнт спотворення форми струму

$$\nu = \frac{\sqrt{\frac{\sin^2 \alpha}{\pi^2} + u_*^4}}{u_*}. \quad (3.5)$$

Коефіцієнт потужності відносно мережі живлення  $\chi = \nu \cdot \cos \varphi_{(1)} = u_*$ .

Регулювальна характеристика перетворювача у відносних одиницях подана на рисунку 3.2.

**Робота на активно-індуктивне навантаження (рис.3.3).** У колі з індуктивністю при змінюванні струму виникає ЕРС самоіндукції, що перешкоджає його зростанню або спаданню. Унаслідок цього струм під час зміни полярності напруги ще деякий час тече у тому ж напрямку –

накопичена у магнітному полі енергія повертається в мережу. Активно-індуктивне навантаження характеризує кут зсуву між напругою і струмом  $\varphi = \arctg(\omega L_H / R_H)$ , що обумовлює особливості роботи за різних значень  $\alpha$ .

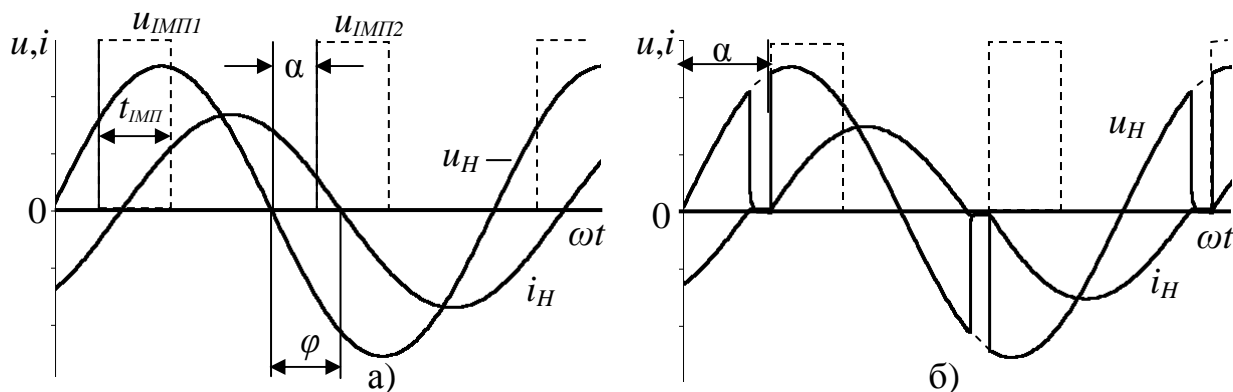


Рисунок 3.3 – Діаграми роботи перетворювача напруги на активно-індуктивне навантаження: а)  $0 < \alpha \leq \varphi$ ; б)  $\alpha > \alpha_{KP} = \varphi$

1. Якщо  $0 < \alpha \leq \varphi$  регулювання не можливо тому, що відкриття наступного тиристора, незважаючи на наявність імпульсу керування, здійснюється лише з припиненням струму через попередній тиристор. При цьому струм у навантаженні безперервний, синусоїдальний і відстає від напруги на кут  $\varphi$  (рис. 3.3, а). Варто зазначити, що для забезпечення відкривання тиристорів за малих  $\alpha$  тривалість імпульсу керування повинна бути  $t_{IMP} > \varphi$ . При цьому забезпечується наявність відкривального імпульсу на наступному тиристорі у момент, коли вмикається попередній.

2. Якщо  $\alpha > \alpha_{KP} = \varphi$  струм навантаження стає несинусоїдальним і переривчастим (рис. 3.3, б).

**Трифазна схема перетворювача напруги.** Для трифазних приймачів, наприклад, асинхронних двигунів (АД), розглянутий вище перетворювач використовується для кожної фази навантаження. Схема (рис. 3.4) містить у собі три пари тиристорів включених послідовно з фазою навантаження. Для зміни порядку чергування фаз напруги на навантаженні, наприклад, при реверсі асинхронного двигуна, що живиться від перетворювача (безконтактний реверс), додаються ще дві пари тиристорів (на рисунку 3.4 показані пунктиром).

Робота схеми (обмежимося розглядом роботи перетворювача на активне навантаження) суттєво залежить від режиму нейтралі.

Якщо навантаження з'єднане за схемою «зірка» з нейтральним дротом, то кожна з фаз працює незалежно від інших. Процеси при цьому такі ж як і в однофазному перетворювачі – регулюється фазна напруга.

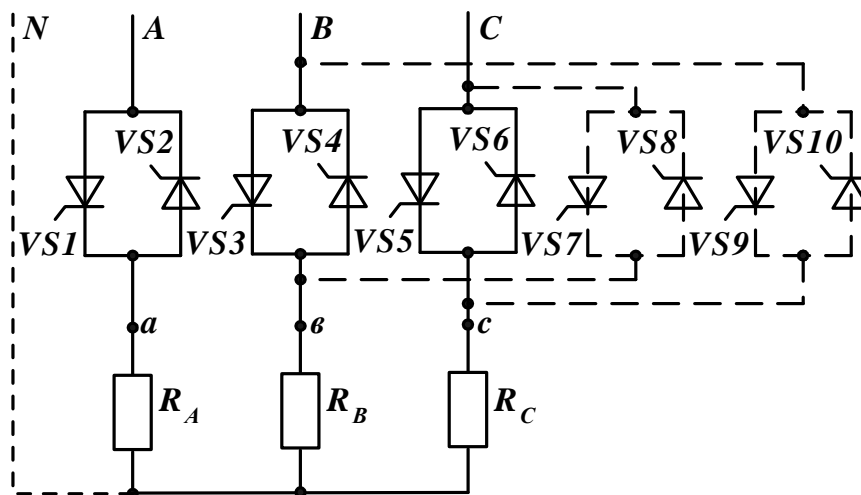


Рисунок 3.4 – Трифазний перетворювач напруги

За відсутністю нейтрального дроту робота фаз регулятора стає залежною, тому що для протікання струму в фазах навантаження необхідно одночасно вмикати відповідні тиристори у двох або трьох фазах перетворювача.

При вмиканні двох тиристорів, наприклад,  $VS1$  і  $VS4$  (рис. 3.4) до мережі підключені фази навантаження  $a$  і  $b$  (однофазний режим роботи). Опори  $R_A$  і  $R_B$  з'єднані послідовно і підключені до лінійної напруги мережі  $U_{AB}$ . Оскільки при симетричному навантаженні опори однакові, напруга на фазах теж однакова і дорівнює  $U_{AB}/2$ . З урахуванням позитивного напрямку напруги (від початку фази до кінця) отримуємо:  $U_{\phi a} = U_{AB}/2$ ,  $U_{\phi b} = -U_{AB}/2$ .

Під час вмикання тиристорів у трьох фазах перетворювача на навантаженні отримуємо симетричну трьохфазну систему напруги.

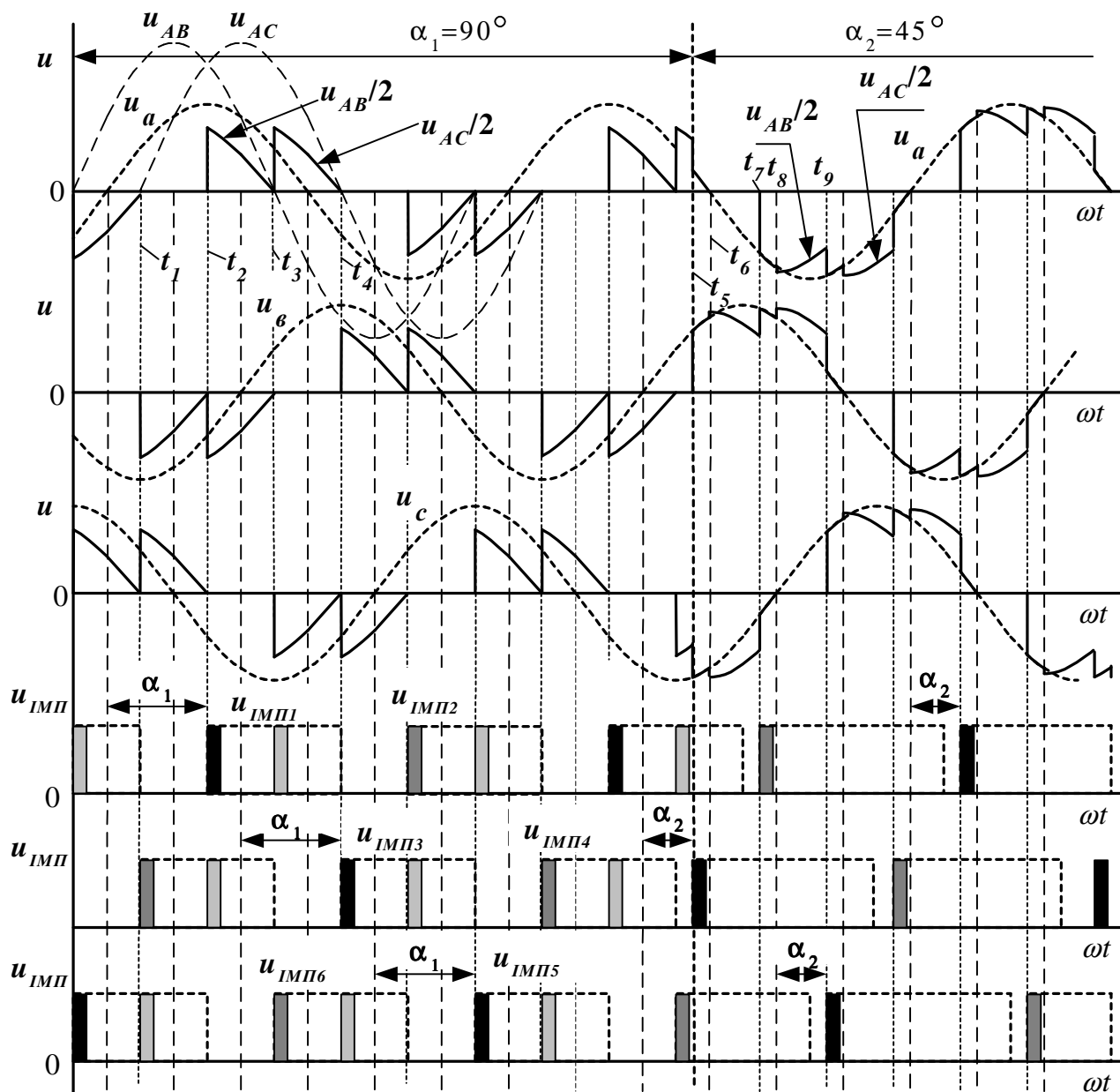


Рисунок 3.5 – Діаграми роботи трифазного перетворювача напруги

Варто зазначити, що режим роботи навантаження (однофазний або трифазний) визначається кутом керування  $\alpha$ . Якщо  $\alpha=0$  маємо симетричну трифазну систему напруги, із збільшенням  $\alpha < 60^\circ$  трифазні режими чергуються з однофазними (рис. 3.5 з  $\alpha=45^\circ$ ), якщо  $\alpha \geq 60^\circ$  мають місце лише однофазні режими роботи, з  $\alpha > \pi/2$  струм у межах напівхвилі позитивної і негативної полярності розривається. Остання обставина обумовлює необхідність використовувати для керування тиристорами імпульси керування, тривалість яких  $t_{IMP} \geq (\pi - \alpha)$  або використовувати два коротких імпульси, зсунуті на  $60^\circ$  (рис. 3.5). Цим забезпечується повторне вмикання тиристорів після розриву струму (при  $\alpha > \pi/2$ ).

Розглянемо роботу перетворювача більш детально з використанням рисунку 3.5.

–  $\alpha_1 = \pi/2$ . У момент часу  $t=0$  імпульси керування подані на тиристори VS5 і VS2 у фазах  $a$  і  $c$  перетворювача, вони вмикаються, підключаючи відповідні



фази навантаження до виводів А і С мережі – отримуємо на фазах навантаження  $u_{\phi a} = -u_{CA}/2$ ,  $u_{\phi c} = u_{CA}/2$ ,  $u_{\phi b} = 0$ . У момент часу  $t_1$  напруга  $u_{CA}$  і струм у фазі  $a$  зменшуються до 0 – тиристор VS2 вимикається, одночасно імпульс керування подається на тиристор VS4 (імпульс керування присутній також на тиристорі VS5). Таким чином, вмикаються VS4 і VS5 підключаючи фази навантаження  $b$  і  $c$  до виводів В і С мережі – отримуємо на фазах навантаження  $u_{\phi a} = 0$ ,  $u_{\phi b} = -u_{CB}/2$ ,  $u_{\phi c} = u_{CB}/2$ . У момент часу  $t_2$  тиристор VS5 вимикається, одночасно імпульс керування подається на тиристор VS1 (імпульс керування присутній також на тиристорі VS4). Вмикаються VS1 і VS4 підключаючи фази навантаження  $a$  і  $b$  до виводів А і В мережі – отримуємо на фазах навантаження  $u_{\phi a} = u_{AB}/2$ ,  $u_{\phi b} = -u_{AB}/2$ ,  $u_{\phi c} = 0$ . У подальшому процеси в схемі аналогічні.

–  $\alpha_2 = 45^\circ$ . У момент часу  $t_5$ , що відповідає  $\alpha_2$ , імпульс керування подається на тиристор VS3. На цей час імпульси керування подані також на тиристори VS1 і VS6 – вони відкриті і проводять струм. Таким чином, одночасно відкриті тиристори у трьох фазах навантаження – трифазний режим роботи. У момент часу  $t_6$  тиристор VS1 вимикається, VS3 і VS6 залишаються відкриті – маємо однофазний режим роботи:  $u_{\phi a} = 0$ ,  $u_{\phi b} = u_{BC}/2$ ,  $u_{\phi c} = -u_{BC}/2 = 0$ . У момент часу  $t_7$  імпульс керування подається на VS2 – знову отримуємо трифазний режим до моменту  $t_8$ , коли вимикається VS6 і схема повертається в однофазний режим роботи. На інтервалі часу  $(t_8 - t_9)$  відкриті VS3 і VS2:  $u_{\phi a} = -u_{BA}/2$ ,  $u_{\phi b} = u_{BA}/2$ ,  $u_{\phi c} = 0$ . З моменту  $t_9$  коли відкривається VS5 схема знов переходить у трифазний режим роботи тощо.

Діюче значення фазної напруги за активного навантаження можна визначити згідно з виразами [21]:

$$\left. \begin{aligned} U_{H\phi} &= U_{m\phi} \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \frac{3}{4}(\alpha - 0,5 \sin 2\alpha) \right)} && \text{при } 0 < \alpha < 60^\circ, \\ U_{H\phi} &= U_{m\phi} \sqrt{\frac{3}{4\pi} \cdot \left( \frac{\pi}{3} + \frac{1}{4}(3 \sin 2\alpha + \sqrt{3} \cos 2\alpha) \right)} && \text{при } 60^\circ < \alpha < 90^\circ, \\ U_{H\phi} &= \frac{1}{2} U_{m\phi} \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left( \frac{5\pi}{2} - 3\alpha + \frac{1}{4}(3 \sin 2\alpha + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha) \right)} && \text{при } 90^\circ < \alpha < 150^\circ, \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

де  $U_{m\phi}$  – амплітуда фазної напруги. При проміжних значеннях  $\alpha = 60^\circ$  і  $\alpha = 90^\circ$  можна користуватись, відповідно, першим або другим рівнянням і другим або третім рівняннями.

Більш складний аналіз вихідної напруги перетворювача за активно-індуктивного навантаження, коли необхідно визначати тривалість протікання струму у фазах у разі зміни полярності напруги. Для спрощених розрахунків першої гармоніки вихідної напруги перетворювача можна використати залежності, що подані на рисунку 3.6 [29].

Тиристорні перетворювачі змінної напруги широко використовуються як регулятори потужності для живлення електротермічного устаткування, електроприводу (пристрої плавного пуску) та ін. Розглянуту схему можна ви-

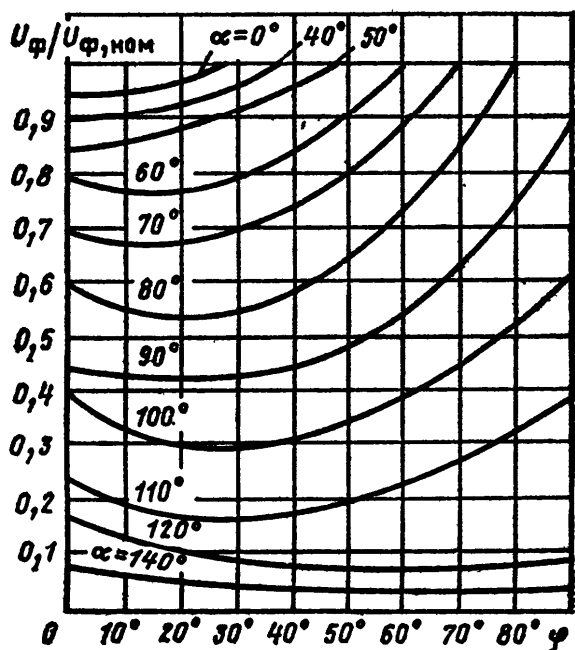


Рисунок 3.6 – Залежність діючого значення 1-ї гармоніки вихідної напруги від кутів  $\varphi$  і  $\alpha$

користувати як *безконтактний комутатор – бездуговий вимикач змінного струму* з малим часом вмикання і вимикання. Він вмикається шляхом подавання імпульсів керування на тиристори з  $\alpha = 0$  і вимикається шляхом зняття імпульсів у разі переходу струму через нуль. Головна перевага схеми – відсутність рухомих частин, що дозволяє використовувати її як вимикач для приймачів з великою кількістю вмикань за годину.

### Широтно-імпульсне регулювання.

Останнім часом для різних нагрівальних пристроїв для змінювання потужності широко застосовується імпульсне регулювання напруги, що можливо при використанні перетворювача як вимикача напруги у режимі перемикавання.

Навантаження періодично підключається до джерела у разі вмикання тиристорів з  $\alpha=0$  на час  $t_{ВМК}$  з наступним відключенням – тиристори вимикаються за відсутності імпульсів керування (рис. 3.7). Середнє за період ( $T$  – незмінний) діюче значення напруги на навантаженні визначається відношенням тривалості  $t_{ВМК}$  до періоду перемикавань

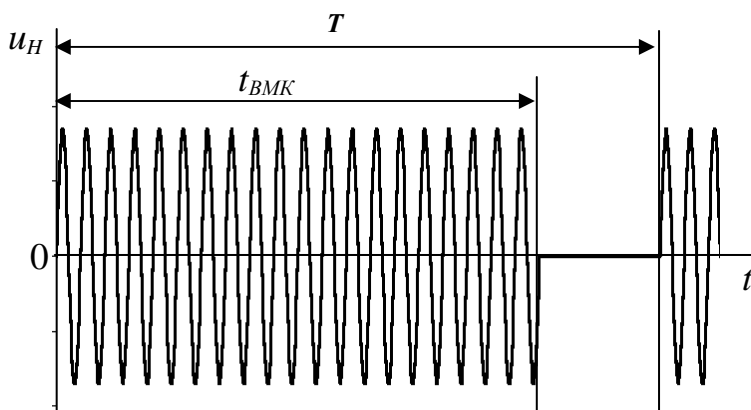


Рисунок 3.7 – Імпульсне регулювання напруги

де  $U_H = U_I \cdot (t_{ВМК}/T)$ , де  $U_I$  – напруга мережі,  $T$  – період перемикавань (1-3с) або період модуляції.

Варто зазначити, що цей принцип регулювання напруги обумовлює виникнення низькочастотних гармонійних складових у струмі,

що споживається з мережі. Окрім того, використання імпульсного регулювання доцільно для інерційних елементів, стала часу яких перевищує період модуляції. Так, наприклад, імпульсне регулювання напруги лампи розжарювання призведе до відповідних коливань світла і неприпустимо. У той же час, таке регулювання доцільне для нагрівальних приладів, що мають значну теплову інерційність.

**Приклад 3.1.** Розрахувати схему трифазного тиристорного перетворювача змінної напруги з фазовим регулюванням, що використовується для регулювання потужності споживача за схемою «зірка» з нейтральним дротом. Лінійна напруга мережі  $U_L = 380$  В, опір фази навантаження  $R_H = 10$  Ом, діапазон регу-

лювання кута  $\alpha=0\div150^\circ$ . Визначити діапазон регулювання напруги і потужності, кут зсуву першої гармоніки струму, що споживається від мережі і коефіцієнт потужності за  $\alpha=90^\circ$ .

**Розв'язання.** За наявності нейтрального дроту робота фаз схеми здійснюється незалежно. Фазна напруга мережі  $U_\phi=U_{\text{л}}/\sqrt{3}=220$  В. За відсутності регулювання струм фази  $I_{\phi 0}=U_\phi/R_H=220/10=22$  А, потужність печі

$$P_0=3(U_\phi)^2/R_H=3(220)^2/10=14520 \text{ Вт.}$$

Середнє значення струму тиристора  $I_{VSCP}=0,45I_{\phi 0}=0,45\cdot22=9,9$  А.

Зворотна напруга дорівнює  $U_{\text{лм}}=\sqrt{2}\cdot380=537,3$  В.

Виходячи з цього обираємо тиристор із:

$$I_{\text{ПРДОП}}=K_{\text{ЗАП}}I_{VSCP}=1,3I_{VSCP}=1,3\cdot9,9=12,87 \text{ А,}$$

$$U_{\text{ЗВМАХ}}=1,3U_{\text{лм}}=1,3\cdot537,3=698,5 \text{ В}$$

Цим умовам відповідає тиристор Т112 –16 –7.

Діюче значення фазної напруги за  $\alpha=150^\circ=2,618$  рад. становить

$$U_{\phi\alpha}=U_\phi\cdot\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi-\alpha+\frac{\sin 2\alpha}{2}\right)}=220\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi-2,618+\frac{\sin 300}{2}\right)}=37,4 \text{ В.}$$

Відповідно потужність становить  $P_\alpha=3(U_{\phi\alpha})^2/R_H=3(37,4)^2/10=419,6$  Вт.

Кут зсуву першої гармоніки за  $\alpha=90^\circ=\pi/2$

$$\varphi_{(1)}=\arccos \varphi_{(1)}=\arccos \frac{u_*^2}{\sqrt{\frac{\sin^2 \alpha}{\pi^2}+u_*^4}}=\frac{0,5}{\sqrt{\frac{\sin^2 90}{\pi^2}+0,25}}=32,5^\circ,$$

де  $u^*=U_{\phi\alpha}/U_\phi$  – відносне значення напруги на навантаженні

$$u^*=\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi-\alpha+\frac{\sin 2\alpha}{2}\right)}=\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi-\frac{\pi}{2}+\frac{\sin 180}{2}\right)}=\sqrt{\frac{1}{2}}=0,707.$$

Коефіцієнт потужності  $\chi=v\cdot\cos\varphi_{(1)}=u^*=0,707$ .

**Приклад 3.2.** Визначити потужність печі (за даними прикладу 3.1) при  $\alpha=90^\circ$ , якщо нейтральний дріт відсутній.

**Розв'язання.** Діюче значення фазної напруги:

$$U_{\phi\alpha}=\frac{1}{2}U_{m\phi}\sqrt{\frac{1}{\pi}\cdot\left(\frac{5\pi}{2}-3\alpha+\frac{1}{4}(3\sin 2\alpha+3\sqrt{3}\cos 2\alpha)\right)}=0,383\cdot312=119,5 \text{ В.}$$

У попередньому прикладі діюче значення напруги за  $\alpha=90^\circ$  становило

$$U_{\phi\alpha}=0,707U_\phi=127 \text{ В.}$$

Відповідне значення потужності становить

$$P_\alpha=3(U_{\phi\alpha})^2/R_H=3(119,5)^2/10=4283,8 \text{ Вт.}$$

### 3.2 Імпульсні перетворювачі постійного струму

Для регулювання постійної напруги споживача при незмінній напрузі джерела живлення постійного струму використовують імпульсні перетворювачі (ІП). При цьому змінювання напруги на навантаженні забезпечується регулюванням тривалості підключення його до джерела постійного струму. Час циклу вмикання – вимикання названо періодом подавання імпульсів  $T$ . Час увімкненого стану роботи – тривалість імпульсу  $t_i$ . Зрозуміло, що середнє значення на-

пруги, яке встановлюється на навантаженні, є тим більшим, чим більшим є відношення  $\gamma = t_i/T$ , що названо **коефіцієнтом заповнення імпульсу**.

Залежно від законів змінювання  $t_i$  та  $T$  розрізняють:

– **широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ)** з  $T = \text{const}$  і  $t_i = \text{var}$ ;

– **частотно-імпульсну модуляцію (ЧІМ)** з  $T = \text{var}$  і  $t_i = \text{const}$ ;

– **часо-імпульсну модуляцію (ЧАІМ)** з  $T = \text{var}$  і  $t_i = \text{var}$  – характерна для пристроїв з релейним регулюванням вихідної величини (див. п. 3.2.2, п. 4.2.3, п. 5.1), коли обмежується відхилення від заданого значення параметра.

### 3.2.1 Імпульсні перетворювачі постійного струму, що знижують напругу

Цей клас перетворювачів забезпечує регулювання вихідної постійної напруги у бік зменшення відносно напруги джерела.

#### 3.2.1.1 Імпульсний перетворювач на цілком керованому ключі

Схема імпульсного перетворювача на транзисторі подана на рисунку 3.8, а. Ключовий елемент – транзистор  $VT$  вмикається послідовно з навантаженням  $R_H$ . Для згладжування струму послідовно з навантаженням вмикається дросель  $L_H$ , тобто характер навантаження активно-індуктивний. На виході ключа підключено зворотний діод  $VD$ , що утворює коло для замикання реактивного струму навантаження у разі відключення його від джерела. Для додаткового згладжування напруги навантаження може бути використаний конденсатор  $C$ , що вмикається паралельно  $R_H$  (тобто отримуємо  $LC$ -фільтр).

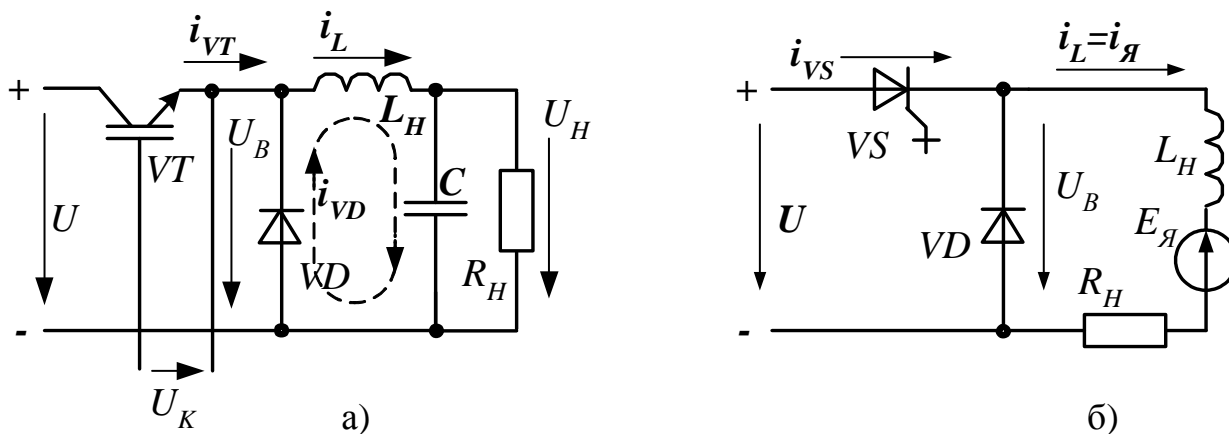


Рисунок 3.8 – Імпульсний перетворювач, що знижує напругу:  
а) на транзисторі; б) на тиристорі, що вмикається за колом керування

На рисунку 3.8, б подана схема ІП на тиристорі, що вмикається за колом керування, навантаженням є коло якоря двигуна постійного струму ДПС ( $R_H$  – еквівалентний активний опір кола,  $L_H$  – індуктивність,  $E_{Я}$  – ЕРС якоря).

Часові діаграми, які пояснюють роботу ІП з використанням ШІМ (рис. 3.8, а), подані на рисунку 3.9. Згідно з напругою керування  $u_K$  (напруга керу-

вання двополярна: позитивна полярність відповідає відмиканню ключового елемента; негативна полярність відповідає його запиранню) транзистор  $VT$  відкривається в момент часу  $0$  і відкритий протягом часу  $t_i$ . Напруга мережі живлення  $U$  надходить на вихід ІІ, таким чином його вихідна напруга  $u_B = U$ .

Навантаження (з урахуванням згладжувального дроселя) звичайно має активно-індуктивний характер, тому струм дроселя  $i_L = i_{VT}$  змінюється не стрибком, а зростає повільно (енергія накопичується в магнітному полі). Із вимкненням  $VT$  на інтервалі часу  $(T - t_i)$ , навантаження вимикається від джерела  $U$ , тобто  $u_B = 0$ . Проте струм у вихідному колі миттєво змінитись не може – його «підхоплює» зворотній діод  $VD$  ( $i_L = i_{VD}$ ), що вмикається під дією ЕРС самоіндукції у дроселі. Таким чином, на цьому інтервалі струм зберігає свій попередній напрямок, замикаючись крізь  $VD$ . Значення струму при цьому зменшується. Далі процеси повторюються.

Вважаємо, що ємність  $C$  конденсатора достатньо велика і напруга  $U_C = U_H = U_{HCP}$  ідеально згладжена і незмінна. Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_{HCP} = U_C = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_i} U \cdot dt = U \cdot \frac{t_i}{T} = U \cdot \gamma. \quad (3.7)$$

Середнє значення струму (змінна складова  $I_L$  замикається через конденсатор)

$$I_{LCP} = I_{HCP} = U_{HCP} / R_H. \quad (3.8)$$

На інтервалі  $t_i$  напруга на дроселі

$$U_L = L_H \frac{di_L}{dt} = U - U_C \quad \text{або} \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{U - U_C}{L_H}. \quad (3.9)$$

На інтервалі  $(T - t_i)$

$$U_L = L_H \frac{di_L}{dt} = -U_C \quad \text{або} \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{-U_C}{L_H}. \quad (3.10)$$

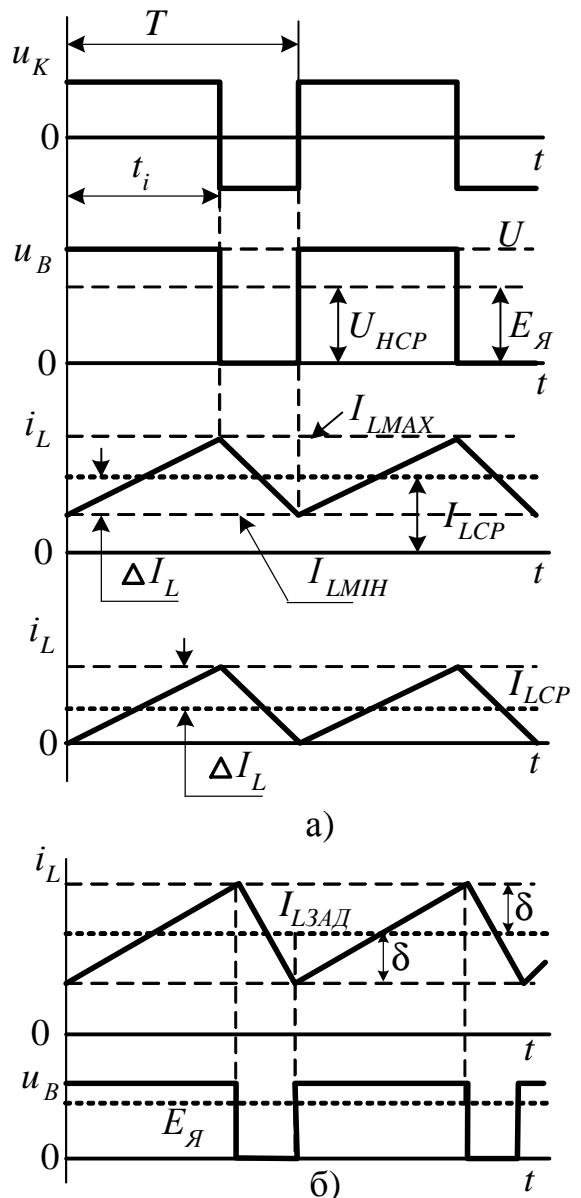


Рисунок 3.9 – Діаграми роботи імпульсного перетворювача: а) з ШІМ; б) з релейним регулятором

Звідси виходить, що струм змінюється за лінійним законом і пульсує в межах від  $I_{LMIN}$  до  $I_{LMAX}$ . Амплітуда пульсацій струму щодо середнього значення  $\Delta I_L$ . За час  $t_i$  струм зростає на  $2\Delta I_L$ , тобто  $\frac{2 \cdot \Delta I_L}{t_i} = \frac{2 \cdot \Delta I_L}{\gamma T} = \frac{U - U_c}{L_H}$ .

З урахуванням (3.7) отримуємо

$$\Delta I_L = \frac{\gamma T (U - U_c)}{2L_H} = \frac{\gamma U (1 - \gamma)}{2L_H f_M}, \quad (3.11)$$

де  $f_M = 1/T$  – частота модуляції. Відповідно максимальне і мінімальне значення струму навантаження:  $I_{LMAX} = I_{LCP} + \Delta I_L$ ,  $I_{LMIN} = I_{LCP} - \Delta I_L$ .

Максимального свого значення пульсації набувають при значенні  $\gamma = 0,5$ . Зрозуміло, що чим коротшим є період  $T$ , тобто чим вище частота подавання імпульсів (частота модуляції)  $f_M = 1/T$ , тим меншим є розмах коливань струму.

Змінюванням величини  $\gamma = 0 \dots 1$ , можна регулювати середнє значення напруги (3.7) від 0 до  $U$ , а також і струм навантаження  $I_{HCP} = U_{HCP}/R_H$ .

Варто зазначити, що залежно від  $\gamma$ ,  $f_M$ ,  $L_H$ ,  $R_H$  струм  $i_L$  може бути безперервним або в ньому з'являються безструмові паузи. Крива струму на межі безперервності, коли  $I_{LMIN} = 0$  подана на рисунку 3.9, а (нижня діаграма). Неважко побачити, що при цьому  $\Delta I_L = I_{LCP} = I_{HCP} = U_{HCP}/R_H$ . Виходячи з (3.8) і (3.11) можна визначити, що для забезпечення безперервності струму в навантаженні його індуктивність (індуктивність згладжувального дроселя) повинна бути

$$L_H = \frac{R_H (1 - \gamma)}{2 f_M}. \quad (3.12)$$

Зменшення значення індуктивності  $L_H$  досягається підвищенням частоти  $f_M$ . Частота модуляції обмежується частотними властивостями вентилів. Тут певну перевагу мають транзистори – можливе значення частоти модуляції досягає декілька десятків і навіть сотень кГц (для тиристорів не перевищує 1 кГц).

Середні значення струму транзистора (тиристора) і зворотного діода:

$$I_{VSCP} = \gamma I_{HCP}, \quad I_{VDCP} = I_{HCP} (1 - \gamma). \quad (3.13)$$

Транзистор слід обирати не за середнім, а за максимальним струмом навантаження, враховуючи мале значення перевантаження за струмом.

При відсутності конденсатору  $C$  (рис. 3.8, б) струм у вихідному колі ІІ змінюється не за лінійним, а експоненціальним законом. Проте, при наявності проти - ЕРС  $E_J$  і нехтуванні опором кола якоря, струм також можна вважати лінійним, оскільки постійна за значенням  $E_J$  виконує ту ж саму функцію, як і  $U_C$  (див.(3.9) і (3.10)).

Варто зазначити, що розглянутий принцип керування ІІ з використанням ШІМ забезпечує роботу схеми в якості джерела напруги.

У електроприводі з ДПС, коли мова йде про формування струму якорю, доцільним є використання ІІ в режимі джерела струму, що можливо з викорис-

танням релейного принципу регулювання струму. При цьому застосовується релейний (гістерезисний) регулятор струму, що відпрацьовує струм якорю з певним (заданим) відхиленням  $\pm\delta=\pm\Delta I_{Я}$  (зазвичай декілька % від номінального струму якорю) відносно заданого значення  $I_{ЯЗД}$ . Якщо фактичне значення  $I_{Я}\leq(I_{ЯЗД}-\Delta I_{Я})$  транзистор вмикається подаючи напругу у коло якорю (рис. 3.9, б) і струм зростає, доки не виконається умова  $I_{Я}\geq(I_{ЯЗД}+\Delta I_{Я})$ . Тоді транзистор вимикається і відключає коло якорю від джерела - струм зменшується.

Даний принцип забезпечує високу швидкодію і точність відпрацьовування струму при постійній амплітуді пульсацій.

**Приклад 3.3.** Розрахувати параметри ПІ на транзисторі для живлення приймача ( $R_H$ ) з  $U_{НОМ}=80$  В,  $I_{НОМ}=10$  А від джерела з напругою  $U=110$  В. Коефіцієнт пульсацій напруги  $K_{ПН}=0,005$ , діапазон регулювання напруги  $(1,1\div0,2)U_{НОМ}$ ,  $f_M=10$  кГц. Регулювання здійснюється методом ШІМ.

**Розв'язання.** Розглянемо можливість використання схеми (рис. 3.8, а) без згладжувального конденсатора. Визначимо діапазон регулювання коефіцієнту заповнення імпульсів. Максимальне значення напруги  $U_{HMAX}=1,1\cdot80=88$  В, мінімальне  $U_{HMIN}=0,2\cdot80=16,6$  В, звідки:

$$\gamma_{MAX}=U_{HMAX}/U=88/110=0,8, \gamma_{MIN}=U_{HMIN}/U=16,6/110=0,151.$$

Амплітуда коливань напруги за активного навантаження визначається відповідними коливаннями струму. Максимальне значення амплітуди пульсацій струму навантаження має місце при  $\gamma=0,5$ . Опір приймача становить

$$R_H=U_{НОМ}/I_{НОМ}=80/10=8 \text{ Ом}.$$

$$\text{Значення струму навантаження при } \gamma=0,5: I_H=U\gamma/R_H=110\cdot0,5/8=6,875 \text{ А}.$$

$$\text{Амплітуда пульсацій струму } \Delta I_H=K_{ПН}\cdot I_H=0,005\cdot6,875=0,0344 \text{ А}.$$

Виходячи з (3.11) знаходимо індуктивність згладжувального дроселя

$$L_H=\frac{\gamma U(1-\gamma)}{\Delta I_L 2f_M}=\frac{110\cdot0,5\cdot0,5}{0,0344\cdot2\cdot10000}=0,04 \text{ Гн}.$$

Отримане значення індуктивності достатньо велике. Розглянемо варіант із використанням конденсатору. Вважаємо, що кутова частота пульсацій дорівнює частоті модуляції  $\omega=2\pi f_M=6,28\cdot10000=62800$  рад/с, тоді ємність конденсатора згідно з п. 2.1.3

$$C=\frac{\pi}{2\omega K_{ПН} R_H}=\frac{\pi}{2\cdot62800\cdot0,005\cdot8}=0,000625 \text{ Ф}=625 \text{ мкФ}.$$

Приймаємо  $C=630$  мкФ за напругою не менше 110 В.

Індуктивність згладжувального дроселя обираємо з умови (3.12) з  $\gamma=0,5$

$$L_H\geq R_H(1-\gamma)/2f_M=8(1-0,5)/20000=0,0002 \text{ Гн}=0,2 \text{ мГн}.$$

Максимальне значення середнього струму транзистора

$$I_{VTCP}=\gamma_{MAX} I_{HCP}=0,8U_{HMAX}/R_H=0,8\cdot88/8=8,8 \text{ А}.$$

Середній струм діоду  $I_{VDCP}=(1-\gamma)I_{HCP}=(1-\gamma)\gamma U/R_H$ , його максимальне значення буде при  $\gamma=0,5$  і становить  $I_{VTCP}=0,5\cdot0,5\cdot110/8=3,44 \text{ А}.$

Транзистор слід обирати за максимальним струмом навантаження  $I_{VT}=U_{HMAX}/R_H=11 \text{ А}$  на напругу  $U=110$  В з урахуванням частоти модуляції.

З деяким запасом обираємо MOSFET типу IRFB17N20D на напругу 200 В і струм 16 А. Діод теж повинен мати гарні частотні властивості. Отже, обираємо з [17] діод типу 1N3881 на напругу 200 В і струм 6 А.

### 3.2.1.2 Імпульсний перетворювач з примусовою комутацією

Одна з поширених схем ІП на тиристорах, що не вимикаються за колом керування (з паралельною комутацією), наведена на рисунку 3.10, а (звичайно частота модуляції не перевищує 400 Гц).

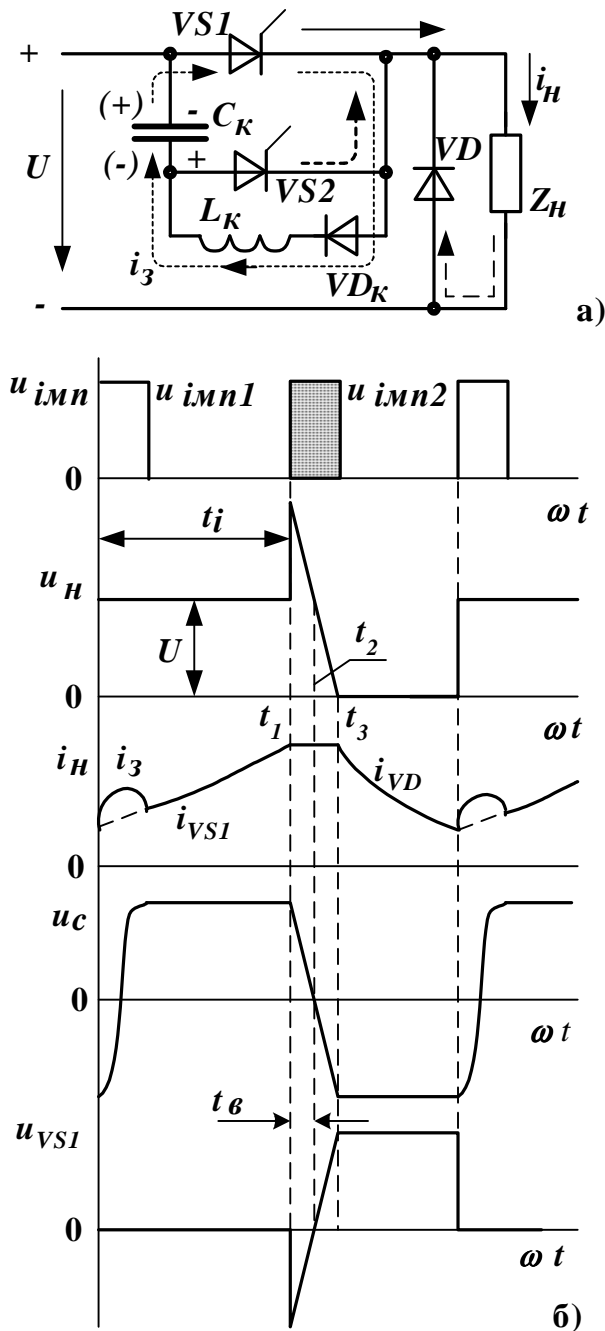


Рисунок 3.10 – ІП  
з паралельною комутацією:  
а) схема; б) діаграми роботи

шому навантаження від джерела вимкнено, струм підтримується за рахунок діода  $VD$ . При відкриванні  $VS1$  навантаження знов підключено до джерела – процеси в схемі повторюються.

Для стійкої комутації  $VS1$  необхідно, щоб на інтервалі  $t_B = (t_2 - t_1)$ , де до нього прикладена зворотна напруга (рис. 3.10, б) він встигав відновлювати запира-

ємості. Поряд із робочим тиристором  $VS1$  схема містить вузол примусової комутації, що ввімкнений паралельно  $VS1$ : тиристор  $VS2$ , діод  $VD_K$ , реактор  $L_K$  і комутуючий конденсатор  $C_K$ .

Навантаження вмикається до джерела за допомогою  $VS1$ . При цьому конденсатор  $C_K$ , заряджений на попередньому циклі через коло навантаження при вмиканні  $VS2$  до напруги  $U$  (полярність показана на рисунку 3.10 в дужках), перезаряджається за колом  $VS1-L_K-VD_K$  (крізь  $VS1$ , окрім струму навантаження, надходить струм  $i_3$ ). Напруга на  $C_K$  змінює знак (знаки без дужок) і дорівнює напрузі джерела. У момент часу  $t_1$  з подаванням імпульсу керування відкривається тиристор  $VS2$  і з боку  $C_K$  до  $VS1$  прикладена зворотна напруга (що закриває). При цьому  $VS1$  закривається, конденсатор  $C_K$  через відкритий  $VS2$  є ввімкненим послідовно з навантаженням, у результаті напруга на навантаженні зростає стрибком. На інтервалі  $(t_1 - t_2)$   $C_K$  розряджається крізь навантаження з наступним перезарядженням від джерела – інтервал  $(t_2, t_3)$ . Якщо вважати струм навантаження незмінним, то напруга  $u_C$  змінюється лінійно до  $-U$ . По завершенні перезарядження  $C_K$  струм зменшується до нуля – тиристор  $VS2$  вимикається. У подальшому навантаження від джерела вимкнено, струм підтримується за рахунок діода  $VD$ . При відкриванні  $VS1$  навантаження знов підключено до джерела – процеси в схемі повторюються.



льні властивості, тобто  $t_B > t_{ВДН}$  ( $t_{ВДН}$  – час відновлення запиральних властивостей тиристора). Відповідно ємність конденсатора вибирається за умовою

$$C_K \geq (t_B \cdot I_{HMAX}) / U. \quad (3.14)$$

Середні значення струму тиристора і зворотного діода

$$I_{VSCP} = \gamma I_{HCP}, \quad I_{VDCP} = I_{HCP} (1 - \gamma). \quad (3.15)$$

Індуктивність реактора  $L_K$

$$L_K = (0,27 t_{ВДН} \cdot U) / I_{HMAX}. \quad (3.16)$$

Тиристор  $VS_2$  і діод  $VD_K$  повинні мати гарні частотні властивості, за струмом практично не навантажені, по напрузі обираються того ж класу, що і робочий тиристор  $VS_1$ .

Напруга на навантаженні визначається тривалістю підключення навантаження до джерела  $t_i$ , а також напругою конденсатора на інтервалі  $(t_3 - t_1)$ . Тривалість розряджання – перезаряджання  $C_K$  визначається струмом, що на цьому інтервалі тече крізь навантаження. Вважаючи струм розряду через навантаження незмінним  $i_H = I_{HMAX}$

$$(t_3 - t_1) = \frac{[C(U + U_{C0})]}{I_{HMAX}}, \quad (3.17)$$

де  $(t_3 - t_1)$  – час розряджання - перезаряджання конденсатора,  $U_{C0}$  – початкова напруга на конденсаторі (приймаємо, що  $U_{C0} = U$ ).

Таким чином, середнє значення напруги на навантаженні збільшується та залежить від струму

$$U_{HCP} = \frac{1}{T} \int_0^T U_H dt = \frac{1}{T} \left[ U \cdot t_i + \frac{(U + U_{C0}) \cdot (t_3 - t_1)}{2} \right] = \gamma U + \frac{2C \cdot U^2}{I_{HMAX} \cdot T}. \quad (3.18)$$

Природно, що за обмеженої частоти модуляції для досягнення мінімальних пульсацій струму навантаження потребується додатковий дросель, що вмикається послідовно з навантаженням.

**Безконтактні вимикачі постійного струму.** Пристрої, що наведені на рисунках 3.8 - 3.10 можна використовувати як безконтактні вимикачі постійного струму. Дійсно, якщо не подавати імпульси на їхнє наступне ввімкнення, то струм навантаження знижується до нуля. Коли енергію магнітного поля індуктивності  $L$  вичерпано на навантаження  $Z_H$ , стається його повне вимкнення. Їх переваги аналогічні безконтактним вимикачам змінного струму (рис. 3.1 і рис. 3.4).

**Приклад 3.4.** Розрахувати ІП на тиристорі з примусовою комутацією (рис. 3.10, а) для використання в якості регулятора напруги на обмотці якоря двигуна постійного струму, що живиться від джерела постійного струму з напругою  $U = 110$  В. Параметри ДПС  $U_{НОМ} = 110$  В,  $I_{НОМ} = 50$  А,  $L_{Я} = 0,0011$  Гн,

$R_{\gamma}=0,175$  Ом, короткочасне перевантаження за струмом 2.5. Коефіцієнт пульсацій струму  $K_{ПС}=0,1$ , діапазон регулювання напруги  $(0,1-1)U_{НОМ}$ . Значення струму ДПС визначається його навантаженням і не залежить від напруги. Визначити, наскільки напруга навантаження може відрізнятись від очікуваного значення при  $\gamma_{ЗД}=0,5$  і  $I_{НОМ}$  (витратами напруги на тиристорі, діоді і активних опорах нехтувати)

**Розв'язання.** Визначимо діапазон регулювання коефіцієнту заповнення імпульсів. Оскільки номінальна напруга ДПС  $U_{НОМ}=110$  В дорівнює напрузі джерела  $\gamma_{МАХ}=1$ ,  $\gamma_{МИН}=0,1$ . Параметри елементів схеми розраховуємо для номінального навантаження двигуна. Перевантаження за струмом короткочасне – його слід враховувати лише під час розрахунку комутуючого конденсатора.

Максимальне значення середнього струму робочого тиристора  $VS1$

$$I_{VTCP}=\gamma_{МАХ} I_{НОМ}=I_{НОМ}=50 \text{ А.}$$

Максимальне значення середнього струму діода  $VD$

$$I_{VTCP}=(1-\gamma_{МИН})I_{НОМ}=(1-0,1)50=45 \text{ А.}$$

Обираємо з [7] низькочастотний тиристор дещо з запасом Т130-63-2 ( $I_{пр.дон}\geq(1,2-1,3)I_{VTCP}=63$  А,  $U_{ЗВ.МАХ}\geq 1,5U=200$  В), для якого рекомендований частотний діапазон не перевищує 500 Гц, час відновлення запиральних властивостей  $t_{ВДН}\leq 10$  мкс. Як зворотний обираємо діод Д132-63-2 [6].

Комутуючі прилади  $VS2$ ,  $VD_K$  за струмом практично не навантажені, за напругою обираються того ж класу, що і робочий тиристор, отже обираємо Т112-10-2, Д112-10-2.

Максимальне значення амплітуди пульсацій струму навантаження має місце за  $\gamma=0,5$ . Амплітуда пульсацій струму за номінальним навантаженням і заданому  $K_{ПС}=0,1$   $\Delta I_H=K_{ПС} I_{НОМ}=0,1\cdot 50=5$  А.

Виходячи з (3.11), знаходимо індуктивність кола навантаження, значення частоти модуляції приймаємо  $f_M=400$  Гц

$$L_H = \frac{\gamma U(1-\gamma)}{\Delta I_L 2f_M} = \frac{110\cdot 0,5\cdot 0,5}{5\cdot 2\cdot 400} = 0,00688 \text{ Гн} = 6,9 \text{ мГн.}$$

Індуктивність згладжувального дроселя  $L_{ДР}=L_H - L_{\gamma}=6,9-1,1=5,8$  мГн.

Ємність комутуючого конденсатора  $C_K$  і індуктивність реактора  $L_K$ :

$$C_K \geq (t_{ВДН} \cdot I_{НМАХ})/U, \quad L_K = (0,27 t_{ВДН} \cdot U) / I_{НМАХ}.$$

Максимальне значення струму навантаження

$$I_{НМАХ}=2,5I_{НОМ} + \Delta I_H=2,5\cdot 50+5=130 \text{ А.}$$

$$C_K \geq (t_{ВДН} \cdot I_{НМАХ})/U=10\cdot 10^{-6}\cdot 130/110=11,81\cdot 10^{-6}\text{Ф}=11,81 \text{ мкФ.}$$

Приймаємо значення  $C_K$  з запасом  $C_K=30$  мкФ.

$$L_K = (0,27 t_{ВДН} \cdot U) / I_{НМАХ}=0,27\cdot 10\cdot 10^{-6}\cdot 110/130=0,23 \text{ мГн.}$$

Згідно з (3.18) визначимо, наскільки напруга навантаження може відрізнятись від очікуваного значення за  $\gamma_{ЗД}=0,5$  і  $I_{НОМ}$

$$\Delta U_{HCP} = \frac{2C \cdot U^2 \cdot f_M}{I_{HM}} = \frac{2\cdot 30\cdot 10^{-6}\cdot 110^2\cdot 400}{55} = 5,28 \text{ В,}$$

$$\text{де } I_{HM}=I_{НОМ} + \Delta I_H=50+5=55 \text{ А.}$$

Таким чином, напруга перевищує очікуване значення  $0,5U=55$  В на 9,6 %.

### 3.2.1.3 Реверсивний імпульсний перетворювач постійної напруги для керування двигунами постійного струму

Поряд із регулюванням (зниженням напруги на виході відносно напруги джерела) забезпечує отримання на виході напруги обох полярностей та двобічний обмін енергією між джерелом та навантаженням, використовується для:

- регулювання швидкості двигунів постійного струму (ДПС) у обох напрямках обертання з забезпеченням генераторного гальмування;
- перетворення постійного струму в змінний, як однофазний інвертор напруги (розглянуто у п. 4.2).

Перетворювач являє собою мостову схему (рис. 3.11) на чотирьох повністю керованих ключах  $K1 - K4$  з паралельно підключеними зворотними діодами  $VD1 - VD4$  (забезпечують двобічну

провідність моста у випадках, коли напрямок вихідної напруги і струму протилежні). Оскільки струм  $i_d$ , що споживається від джерела при перемиканні ключів схеми змінюється стрибком, безпосередньо на вході перетворювача встановлений конденсатор  $C$ , що виключає вплив індуктивності входних кіл на процес комутації. Як ключі можна використати транзистори або тиристори, що вмикається за колом керування. Схема з використанням *IGBT* подана на рисунку 3.12. Навантаження – коло якорю ДПС (на рисунках 3.11 і 3.12 відображена схема заміщення) містить у собі: активний опір  $R_H$ , індуктивність якорю та згладжувального дроселю  $L_H$ , ЕРС якорю  $E_J$ , значення і напрямок якої визначаються швидкістю і напрямком обертання ДПС.

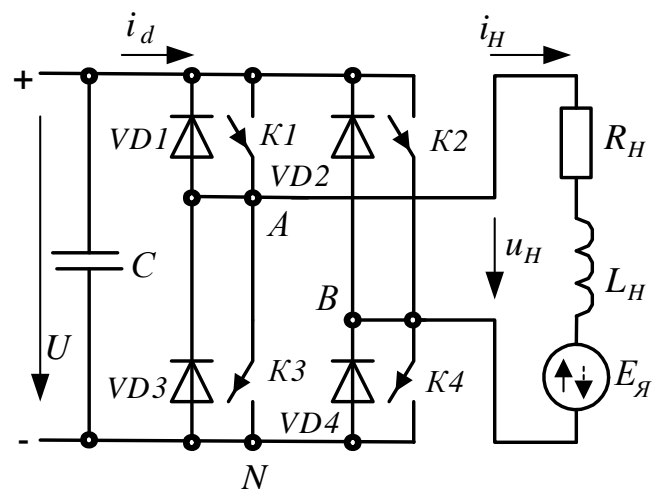


Рисунок 3.11 – Реверсивний мостовий ІП

Полярність вихідної напруги визначається ключами, що вмикаються, наприклад, під час вмикання  $K1, K4$  напрямок напруги  $u_H$  і струму  $i_H$  відповідає поданому на рисунку 3.11 (під час вмикання  $K2, K3$  отримуємо зворотній напрямок). Значення вихідної напруги визначається тривалістю  $t_{BМК}$  ключів за період модуляції  $T$ .

Використовують два типи ШІМ:

- біполярна (двополярна) модуляція, коли вихідна напруга за період модуляції приймає два значення:  $+U$  або  $-U$ .
- уніполярна (однополярна) модуляція, коли вихідна напруга за період модуляції приймає два значення:  $+U$  або  $0$  та  $-U$  або  $0$ .

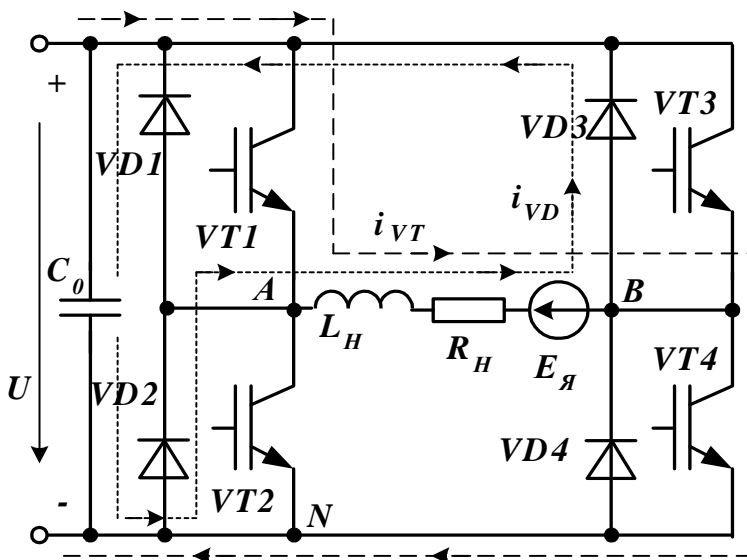


Рисунок 3.12 – Мостова схема перетворювача на IGBT транзисторах

**Біполярна модуляція.** Цей тип модуляції під час формування напруги передбачає одночасне вмикання пар ключів  $K1, K4$  або  $K2, K3$  (однойменних транзисторів на рисунку 3.12). Залежно від напрямку струму навантаження під час вмикання  $VT1$  і  $VT4$  або однойменних діодів (вивід А з'єднаний з виводом + джерела, а вивід В із виводом - джерела) напруга на навантаженні  $U_H = +U$ , при вмиканні  $VT2$  і  $VT3$  або  $VD2, VD3$  напруга змінює полярність  $U_H =$

$-U$ . На кожному з періодів  $T$  час вмикання  $VT1, VT4$  становить  $t_{BMK}$ , а час вмикання  $VT2, VT3$  відповідно  $(T - t_{BMK})$ . Середнє за період  $T$  значення вихідної напруги становить (рис. 3.13)

$$U_{HCP} = \frac{1}{T} \int_0^T u_H \cdot dt = \frac{1}{T} [t_{BMK} \cdot U - U(T - t_{BMK})] = U \cdot \gamma - U + U \cdot \gamma = U(2 \cdot \gamma - 1), \quad (3.19)$$

де  $\gamma = t_{BMK}/T$  – коефіцієнт заповнення імпульсу. Якщо  $\gamma > 0,5$  напруга  $U_{HCP} > 0$  (на рис. 3.13  $\gamma = 0,7$ ), за  $\gamma < 0,5$   $U_{HCP} < 0$ , за  $\gamma = 0,5$   $U_{HCP} = 0$ .

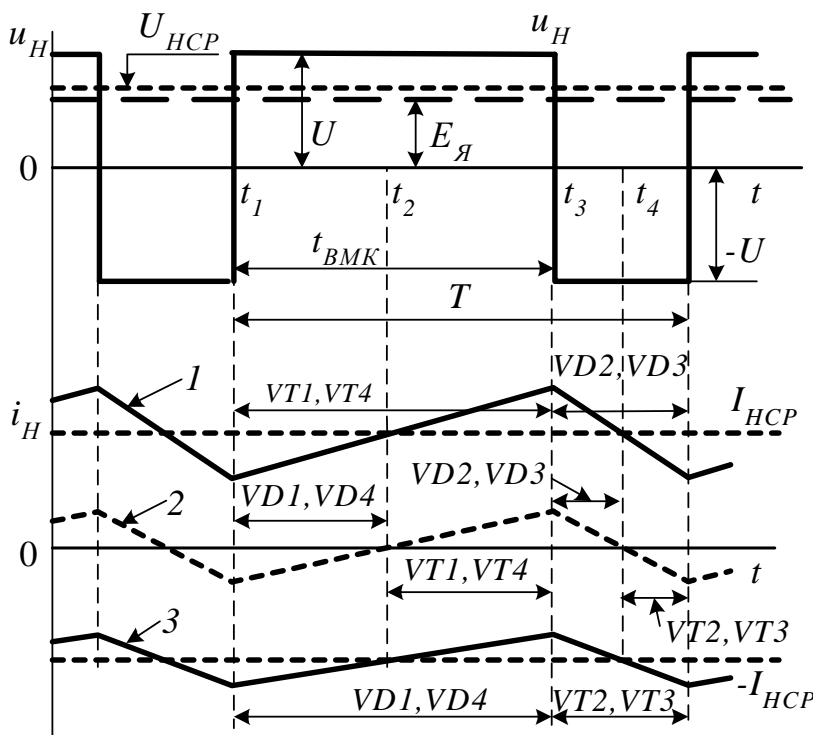


Рисунок 3.13 – Діаграми роботи схеми при двополярній ШІМ

Середнє значення струму навантаження для активно-індуктивного навантаження  $I_{HCP} = U_{HCP}/R_H$ , під час роботи на ДПС

$$I_{HCP} = (U_{HCP} - E_{Я})/R_H. \quad (3.20)$$

Залежно від співвідношення значень  $U_{HCP}$  і  $E_{Я}$  за незмінної їх полярності можливі режими роботи ДПС:

- 1)  $U_{HCP} > E_{Я}$ , струм  $I_{HCP} > 0$  – позитивний (рис. 3.13 – крива 1), ДПС працює у режимі двигуна і споживає енергію від джерела;
- 2)  $U_{HCP} = E_{Я}$ , струм  $I_{HCP} = 0$  – режим ідеального холос-

того ходу (крива 2 на рис. 3.13).

3)  $U_{HCP} < E_J$ , струм  $I_{HCP} < 0$  – змінює напрямок (крива 3 на рис. 3.13) і тече під дією  $E_J$ , ДПС працює у режимі генератору з передаванням енергії до джерела.

Для спрощення аналізу вважаємо, що струм навантаження змінюється за лінійним законом (нехтуємо малим опором  $R_H$ , тоді на інтервалі  $t_{BMK}$   $U_L = L_H \frac{di_L}{dt} = U - E_J$ , а на інтервалі  $(T - t_{BMK})$   $U_L = L_H \frac{di_L}{dt} = -U - E_J$ , тобто  $\frac{di_L}{dt} = \text{const}$ ).

Розглянемо випадок, коли  $U_{HCP} > E_J$  і струм  $i_H > 0$ . При цьому на інтервалі  $t_{BMK}$  відкриті транзистори  $VT1$  і  $VT4$  – струм  $i_H$  зростає ( $u_H = U$ ). При цьому енергія передається у навантаження, а також накопичується у магнітному полі. У момент часу  $t_3$  імпульси керування з транзисторів  $VT1$ ,  $VT4$  знімаються і потім з деякою затримкою, достатньою для запирання  $VT1$ ,  $VT4$  (щоб виключити короткі перемикання джерела при одночасному вмиканні  $VT1$ ,  $VT2$  і  $VT3$ ,  $VT4$ ), подаються на  $VT2$ ,  $VT3$ . Із закриванням транзисторів  $VT1$  і  $VT4$  струм навантаження продовжує протікати у тому ж напрямку за рахунок дії ЕРС самоіндукції  $e_L$  у навантаженні (енергії, що була накопичена у магнітному полі). Під дією ЕРС  $e_L$  (має той же напрямок, що і струм  $i_H$ ), що є позитивною для зворотних діодів  $VD2$  і  $VD3$  вони відкриваються і підхоплюють струм навантаження ( $u_H = -U$ ). Струм, що споживається від джерела, змінює напрямок на протилежний (напрямок струмів на рис. 3.12 показано пунктиром). Транзистори  $VT2$ ,  $VT3$  при цьому шунтуються діодами і вимкнені. Струм  $i_H$  повільно зменшується. Потім імпульси керування знов подаються на  $VT1$  і  $VT4$  ( $u_H = U$ ) – струм  $i_H$  зростає тощо. При цьому струм  $i_H$  коливається відносно свого середнього значення  $I_{HCP} > 0$ .

Із зростанням значення  $E_J$  за незмінної тривалості  $t_{BMK}$  і, відповідно  $U_{HCP}$ , середнє значення струму  $I_{HCP}$  зменшується, зменшується і амплітуда його коливань. За  $U_{HCP} = E_J$ , середнє значення струму  $I_{HCP} = 0$ . При цьому імпульси керування на інтервалі  $t_{BMK}$  подані на  $VT1$ ,  $VT4$ , проте вмикаються вони лише у момент часу  $t_2$ , коли струм навантаження зменшиться до нуля (на інтервалі  $t_1 - t_2$  струм проводять діоди  $VD1$  і  $VD4$  ( $u_H = U$ )). З вмиканням транзисторів  $VT1$  і  $VT4$  полярність напруги на навантаженні позитивна, струм  $i_H$  повільно зростає. Із вимкненням  $VT1$  і  $VT4$  у момент часу  $t_3$  подаються імпульси керування на  $VT2$  і  $VT3$ , проте струм, що має позитивний напрямок, підхоплюють діоди  $VD2$  і  $VD3$  ( $u_H = -U$ ) і струм поступово зменшується до нуля у момент часу  $t_4$ . З цього моменту вмикаються  $VT2$  і  $VT3$  і напрямок струму навантаження  $i_H$  змінюється на зворотний. У разі вимкнення  $VT2$  і  $VT3$  вмикаються зворотні діоди  $VD1$  і  $VD4$ , підхоплюючи струм навантаження, полярність  $u_H$  змінюється на позитивну.

При подальшому збільшенні  $E_J$  вона стає більша за  $U_{HCP}$ , струм  $I_{HCP} < 0$  – змінює напрямок (крива 3 на рис. 3.13). На інтервалі  $t_{BMK}$  за позитивною напругою навантаження струм, що зростає, проводять  $VD1$  і  $VD4$ . На інтервалі  $(T - t_{BMK})$  імпульси керування подані на  $VT2$  і  $VT3$ , які і проводять струм.

Таким чином, на відміну від ІІ, що розглянуті вище (п.3.2.1) у кривій струму навантаження безструмові паузи виключені (за наявності  $E_J$ ) – після зменшення до нуля, струм міняє напрямок на протилежний.

Принцип реалізації біполярної ШІМ пояснюють діаграми на рисунку 3.14. При цьому звичайно використовують принцип «вертикального керування», коли рівень заданої напруги  $U_{ЗД}$  перетворюється в пропорційну йому тривалість імпульсів  $t_{ВМК}$ . Перетворення досягається порівнянням за рівнем напруги: заданої  $U_{ЗД}$  і модулюючої  $u_{ТР}$ , що змінюється за лінійним (трикутним) законом і має частоту  $f_M=1/T$ .

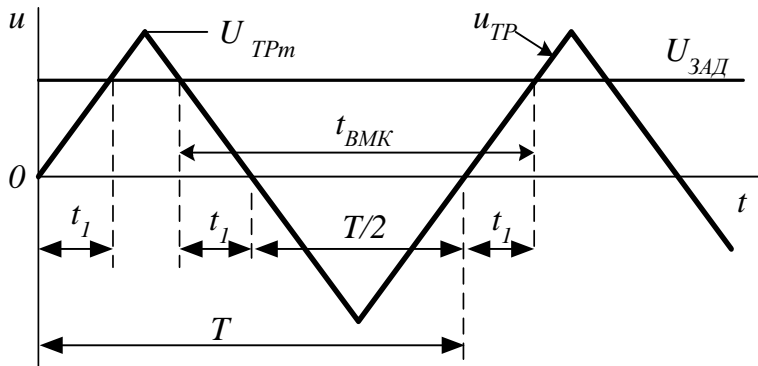


Рисунок 3.14 – Принцип реалізації біполярної ШІМ

Якщо  $U_{ЗД} > u_{ТР}$  – формується імпульс на вмикання транзисторів VT1, VT4, що формують напругу позитивної полярності  $U$ , у протилежному випадку - імпульс на вмикання VT2, VT3, що формують напругу негативної полярності ( $-U$ ). Регулювання вихідної напруги досягається змінюванням  $U_{ЗД}$ .

Напругу  $u_{ТР}$  на інтервалі  $0 < t < T/4$  можна виразити як  $u_{ТР} = U_{ТРm} \frac{t \cdot 4}{T}$ , де  $U_{ТРm}$  – амплітуда.

$$\text{Час } t_l \text{ знайдемо з умови рівності } u_{ТР} = U_{ЗД} \quad t_l = \frac{U_{ЗД}}{U_{ТРm}} \cdot \frac{T}{4}.$$

$$\text{Звідки значення } t_{ВМК} = 2t_l + \frac{T}{2} = \frac{U_{ЗД}}{U_{ТРm}} \cdot \frac{T}{2} + \frac{T}{2}. \text{ Відповідно значення } \gamma$$

$$\gamma = \frac{t_{ВМК}}{T} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{U_{ЗД}}{U_{ТРm}} \right).$$

Згідно з (3.19) середнє значення напруги на навантаженні

$$U_{HCP} = U(2 \cdot \gamma - 1) = \left( 1 + \frac{U_{ЗД}}{U_{ТРm}} - 1 \right) U = \frac{U_{ЗД}}{U_{ТРm}} \cdot U = K \cdot U_{ЗД}, \quad (3.21)$$

де  $K = U/U_{ТРm}$  – постійна величина.

Таким чином, значення і полярність напруги на навантаженні визначається  $U_{ЗД}$ .

**Уніполярна модуляція.** Для спрощення аналізу розглянемо окремо роботу плечей перетворювача (рис. 3.11 та рис. 3.12) із формування напруги на затискачах А і В відносно спільної точки N (негативний вивід джерела) – у подальшому напруги:  $u_{АН}$  і  $u_{ВN}$ . Під час вмикання ключа K1 напруга  $u_{АН} = U$ , при вмиканні K2 –  $u_{АН} = 0$ . Аналогічна картина і для ключів K3, K4. У реальній схемі

як ключі використовуються транзистори  $VT$  з однойменними номерами (рис. 3.12).

Для реалізації ШІМ також використовують порівняння заданої напруги з напругою трикутної форми  $u_{TP}$ . Різниця у тому (рис. 3.15), що для  $K1, K2$  ( $VT1, VT2$ ) використовують позитивне значення  $U_{3AD}$  (якщо  $U_{3AD} > u_{TP}$  формується імпульс на вмикання  $K1$ , якщо ні, то на  $K2$ ), а для пари ключів  $K3, K4$  ( $VT3, VT4$ ) негативне значення (якщо  $-U_{3AD} > u_{TP}$  формується імпульс на вмикання  $K3$ , якщо ні, то на  $K4$ ). Діаграми напруги при цьому подані на рис. 3.15.

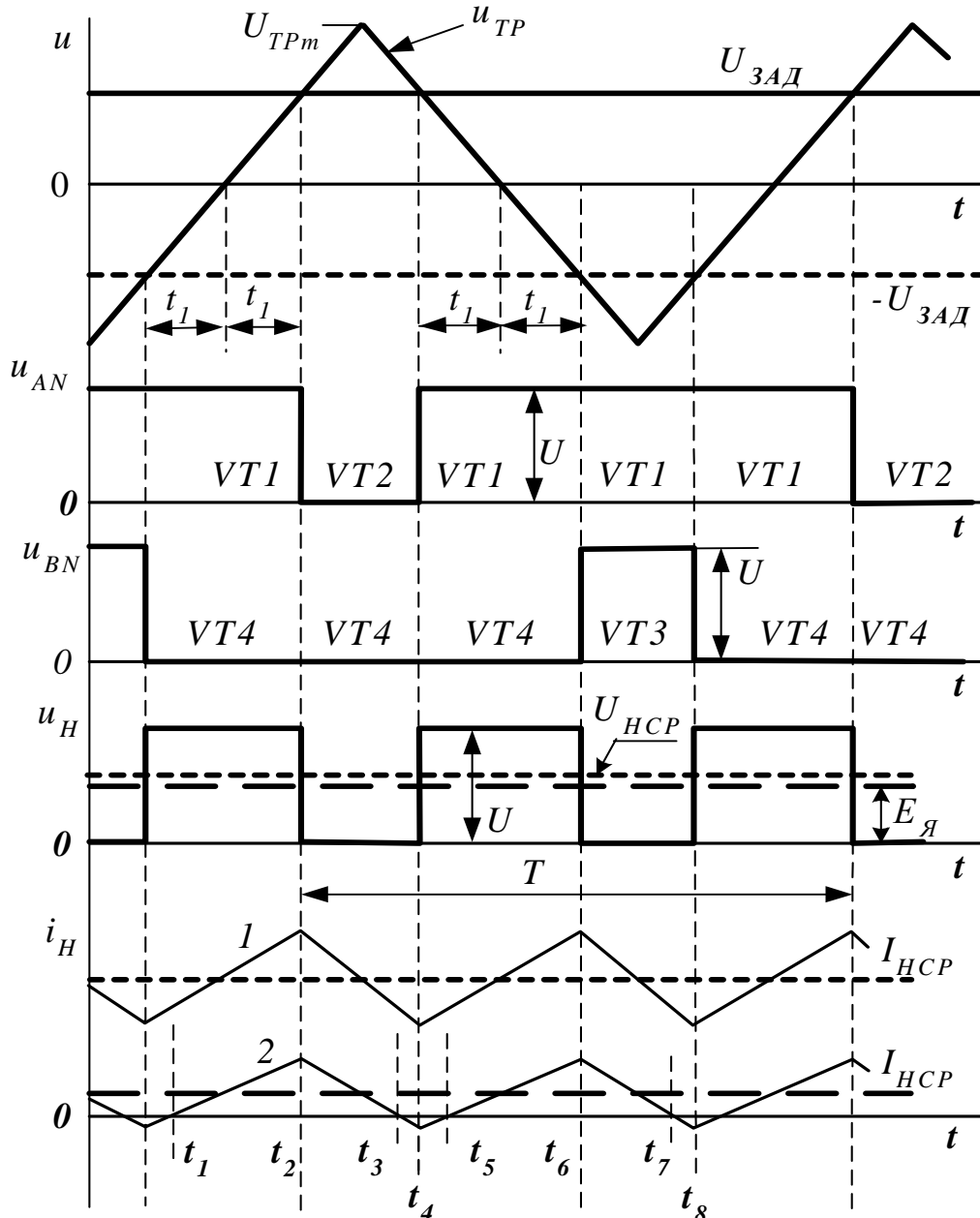


Рисунок 3.15 – Діаграми роботи ІП при уніполярній ШІМ

З порівняння рисунку 3.14 і рисунку 3.15 виходить, що час вмикання  $VT1, VT2$  визначається аналогічно, відповідно і коефіцієнт заповнення імпульсу (коефіцієнт модуляції) для першої пари ключів, що формує напругу  $u_{AN}$

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{U_{3AD}}{U_{TPm}} \right).$$

З рисунка 3.15 неважко побачити, що для другої пари ключів, що формує напругу  $u_{BN}$   $\gamma_2 = 1 - \gamma_1$ .

Напруга на навантаженні  $u_H = u_{AN} - u_{BN}$ , її середнє значення

$$U_{HCP} = U\gamma_1 - U(1-\gamma_1) = (2\gamma_1 - 1)U.$$

Після перетворення отримуємо  $U_{HCP} = \frac{U}{U_{TPM}} U_{3AD} = KU_{3AD}$ .

На рисунку 3.15 також подані діаграми струму навантаження для випадку  $U_{HCP} > E_J$  і  $I_{HCP} > 0$  (для різних значень  $E_{J2} > E_{J1}$ , відповідно криві 2 і 1), а на рисунку 3.16 змінювання стану схеми при цьому. Навантаження – двигун постійного струму працює у режимі двигуна і характеризується проти - ЕРС  $E_J$ . Це призводить до того, що на інтервалах, де напруга  $u_H = 0$ , струм може змінювати напрямок на зворотній.

Розглянемо процеси у схемі більш детально для випадку, коли струм змінюється за кривою 2. На інтервалі часу  $(t_1 - t_2)$  відкриті  $VT1$ ,  $VT4$  (рис. 3.16,а) – напруга на навантаженні  $u_H = U > E_J$  струм позитивний та зростає. У момент часу  $t_2$  транзистор  $VT1$  вимикається, за рахунок накопиченої у індуктивності кола якорю енергії, струм зберігає свій напрямок і поступово зменшується до нуля – його підхоплює діод  $VD2$  (рис. 3.16, б). У момент часу  $t_3$  транзистор  $VT4$  вимикається, проте вмикається  $VT2$ , що був зашунтований діодом  $VD2$ , вмикається також  $VD4$  і під дією  $E_J$  струм змінює напрямок і поступово зростає (рис.3.16,в). У момент часу  $t_4$  вимикається  $VT2$ , струм підхоплює  $VD1$  ( $VT1$ ,  $VT4$  зашунтовані однойменними діодами), напруга знов стає позитивною ( $u_H = U > E_J$ ) внаслідок чого струм зменшується (рис. 3.16, г). У момент часу  $t_5$  струм навантаження дорівнює нулю, діоди  $VD1$ ,  $VD4$  вимикаються, вмикаються  $VT1$ ,  $VT4$  струм стає позитивним і збільшується (рис. 3.16, д) до моменту  $t_6$ , коли  $VT4$  вимикається і струм підхоплює  $VD3$  (рис.3.16,е). На інтервалі  $(t_6 - t_7)$  струм зменшується до нуля -  $VT1$  і  $VD3$  вимикаються. У момент часу  $t_7$  вмикається  $VT3$ , що був зашунтований діодом  $VD3$ , вмикається також  $VD1$  і під дією  $E_J$  струм змінює напрямок і поступово зростає (рис. 3.16, ж). У момент часу  $t_8$  вимикається  $VT3$ , струм підхоплює  $VD4$  ( $VT1$ ,  $VT4$  зашунтовані однойменними діодами), напруга знов стає позитивною ( $u_H = U > E_J$ ) внаслідок чого струм зменшується (рис. 3.16, з). У разі зменшення струму до нуля діоди  $VD1$ ,  $VD4$  вимикаються, вмикаються транзистори  $VT1$ ,  $VT4$ , струм стає позитивним і зростає. Далі процеси у схемі повторюються.

Для випадку, коли струм навантаження змінюється за кривою 1 (рис. 3.15) або при відсутності ЕРС – роботі на активно-індуктивне навантаження, кількість станів, у яких перебуває схема зменшується – відсутні стани (рис. 3.16, в, г, ж, и), коли струм змінює напрямок.

Середній струм транзистора визначається для кривої 1 (рис. 3.15)  $I_{VTCP} = \gamma_{MAX} I_{HCP}$ . Середній струм діода  $I_{VDCP} = (1 - \gamma_{MIN}) I_{HCP}$ .



Обирати транзистор слід за максимальним значенням струму навантаження. При цьому варто враховувати, що струм двигуна визначається його навантаженням, а не прикладеною напругою.

Відзначимо, що для зміни полярності вихідної напруги необхідно змінити знак  $U_{зАд}$ . При цьому діаграми напруги  $u_{AN}$  і  $u_{BN}$  на рисунку 3.15 слід поміняти місцями, відповідно напруга на навантаженні, що є їх різницею  $u_H = u_{AN} - u_{BN}$  відобразиться відносно вісі часу і стане від'ємною.

Із порівняння вихідної напруги рисунок 3.13 і рисунок 3.15 неважко побачити, що за тієї ж самої частоти модуляції частота вихідної напруги за уніполярної модуляції вдвічі більша. Як наслідок, краще згладжування струму навантаження.

**Якість вихідної напруги перетворювача.** Для порівняння вихідної напруги за біполярної і уніполярної модуляції визначимо залежність діючого значення пульсацій вихідної напруги  $U_H$  як функцію середнього значення  $U_{HCP}$ .

За біполярної модуляції незалежно від  $U_{зАд}$  діюче значення напруги  $U_H = U$ , а середнє  $U_{HCP} = (2\gamma - 1)U$ .

З урахуванням того, що середнє значення напруги є у розкладанні Фур'є нульовою гармонікою, а діюче значення пульсацій вихідної напруги  $U_H$  обумовлено основною та вищими гармоніками, діюче значення несинусоїдальної напруги  $U_H = \sqrt{U_{HCP}^2 + \sum U_k^2} = \sqrt{U_{HCP}^2 + U_H^2}$ .

Звідси діюче значення пульсацій вихідної напруги

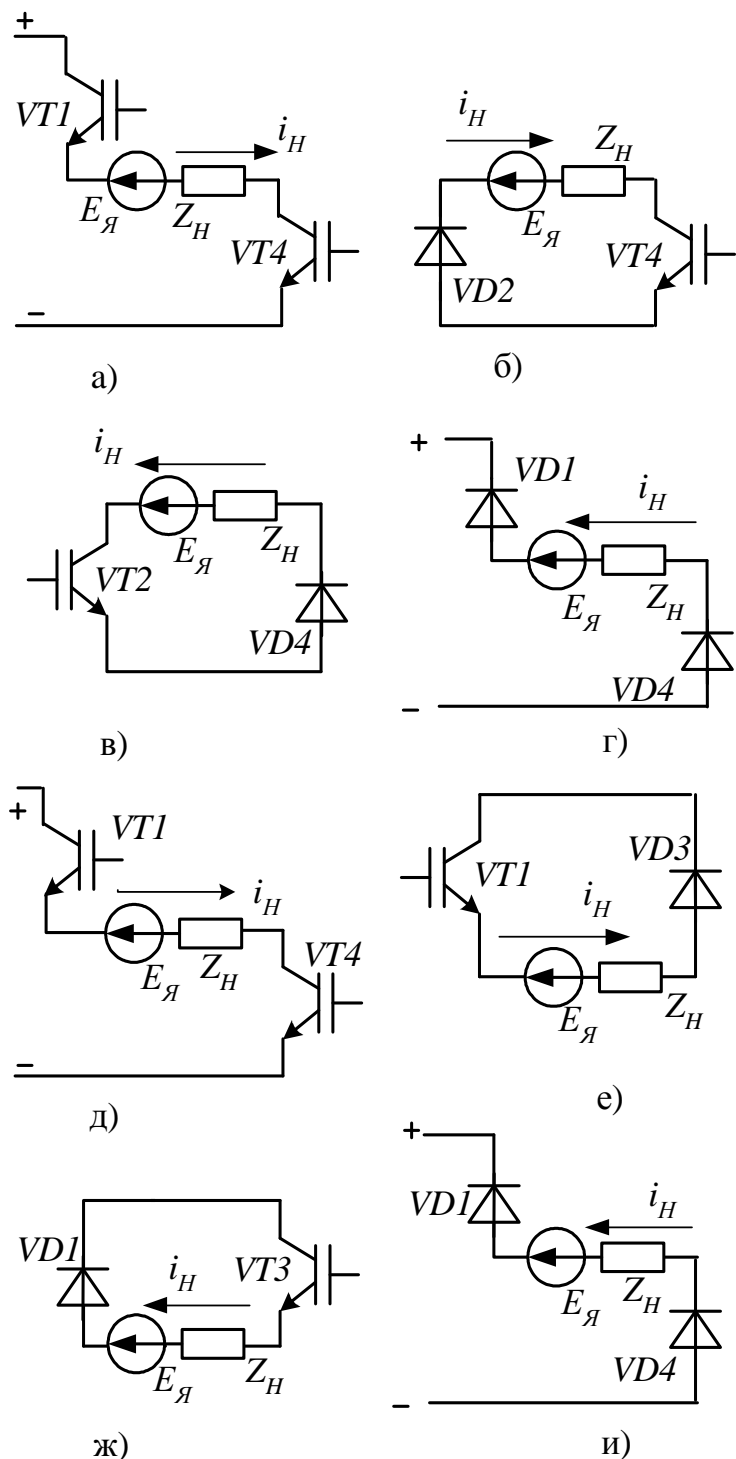


Рисунок 3.16 – Стан роботи схеми при уніполярній модуляції

$$U_{\Pi} = \sqrt{U_H^2 - U_{HCP}^2} = U\sqrt{1 - (2\gamma - 1)^2} = 2U\sqrt{\gamma - \gamma^2}.$$

Під час зміни  $\gamma$  від 0 до 1 значення  $U_{HCP}$  змінюється від  $-U$  до  $+U$ . Значення  $U_{\Pi}$  змінюється згідно з кривою 1 на рисунку 3.17 і досягає максимуму  $U_{\Pi}=U$  за  $\gamma=0,5$ .

За уніполярної модуляції для визначення діючого значення вихідної напруги скористаємося загальним виразом  $U_H = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_H^2 dt}$ .

Згідно з рисунком 3.15 у межах інтервалів, що позначені як  $t_1$  (їх чотири за період модуляції), напруга  $u_H = U$  ( $U_{3AD} > 0$ ,  $U_{HCP} > 0$ ). Значення  $t_1$  визначено вище як  $t_1 = \frac{U_{3AD}}{U_{TPM}} \cdot \frac{T}{4}$ .

$$\text{Тоді } U_H = \sqrt{\frac{4t_1 \cdot U^2}{T}} = \sqrt{\frac{4 \cdot U_{3AD} \cdot T}{4 \cdot U_{TPM} \cdot T}} \cdot U^2.$$

Вважаючи, що  $U_{HCP} = (2\gamma - 1)U = \frac{U}{U_{TPM}} U_{3AD}$  або  $\frac{U_{3AD}}{U_{TPM}} = (2\gamma - 1)$ , отримуємо

$$U_H = \sqrt{(2\gamma - 1) \cdot U^2}.$$

Діюче значення напруги пульсацій

$$U_{\Pi} = \sqrt{U_H^2 - U_{HCP}^2} = \sqrt{(2\gamma - 1) \cdot U^2 - (2\gamma - 1)^2 \cdot U^2} = U\sqrt{6\gamma - 4\gamma^2 - 2}.$$

За  $U_{3AD} > 0$  ( $U_{HCP} > 0$ ) коефіцієнт  $0.5 < \gamma < 1$  і  $U_{HCP}$  змінюється від 0 до  $U$ , діюче значення напруги пульсацій зростає від 0 до максимального значення  $U_{\Pi} = 0.5U$  за  $\gamma = 0.75$ , а далі знов зменшується до 0.

За  $U_{3AD} < 0$  ( $U_{HCP} < 0$ ) коефіцієнт  $0 < \gamma < 0.5$  і  $U_{HCP}$  змінюється від 0 до  $-U$ . З урахуванням знака  $U_{3AD}$  одержуємо

$$U_H = \sqrt{\frac{-U_{3AD}}{U_{TPM}} \cdot U^2} = \sqrt{(1 - 2\gamma) \cdot U^2}.$$

$$\text{Відповідно } U_{\Pi} = \sqrt{U_H^2 - U_{HCP}^2} = \sqrt{(1 - 2\gamma)U^2 - (1 - 2\gamma)^2 U^2} = U\sqrt{2\gamma - 4\gamma^2}.$$

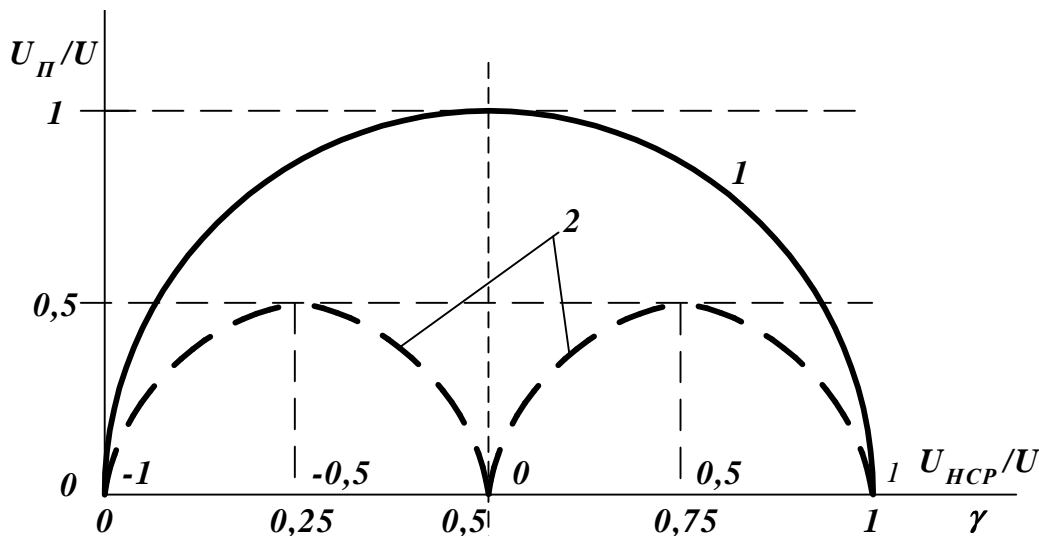


Рисунок 3.17 – Залежність діючого значення пульсацій напруги від  $\gamma$

Таким чином, при коефіцієнті модуляції  $0 < \gamma < 0,5$  діюче значення напруги пульсацій зростає від 0 до максимального значення  $U_{\Pi} = 0,5U$  при  $\gamma = 0,25$ , а далі знов зменшується до 0. Отримані залежності подані на рисунку 3.17 пунктиром (крива 2). Із порівняння графіків на рисунку 3.17 можна зробити висновок, що за тієї самої частоти модуляції ( $f_M = 1/T$ ) уніполярна модуляція дозволяє одержати істотно кращий гармонійний склад напруги.

Таким чином, розглянутий перетворювач забезпечує у навантаженні задане значення і полярність напруги незалежно від напрямку струму навантаження, а також вільний обмін енергією між джерелом і навантаженням.

При періодичному змінюванні полярності напруги  $u_{ЗАД}$  відповідним чином буде змінюватись і вихідна напруга  $U_{НСР}$ , тобто отримуємо перетворення постійної напруги у змінну – інвертування. Ретельніше це розглянуто у п.4.2.

### 3.2.2 Імпульсний перетворювач постійного струму, що підвищує напругу

Вище був розглянутий принцип побудови ІП, що знижують напругу навантаження відносно напруги джерела.

На відміну від них, схема ІП, що підвищує напругу (рис. 3.18, а), має елемент, який накопичує енергію у разі підключення до джерела, а потім віддає її у навантаження. Це дросель  $Dp$ , що з'єднаний послідовно з джерелом і має індуктивність  $L$ . Для згладжування пульсацій напруги на навантаженні  $R_H$  паралельно йому підключено конденсатор  $C$ . Схема також містить керований ключ – транзистор  $VT$  (або тиристор, що вимикається) і діод  $VD$ . Напруга керування  $u_{КЕР}$  задає тривалість замкненого стану ключа  $t_{ВМК}$  при періоді перемикання  $T$ . Розглянемо роботу схеми з використанням методу широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). При цьому для спрощення аналізу вважаємо, що джерело і всі елементи схеми ідеальні.

Виходячи з того, що ємність конденсатора достатньо велика, вважаємо вихідну напругу ідеально згладженою –  $u_H(t) = U_H$ . Період  $T$  роботи ІП складається з двох інтервалів.

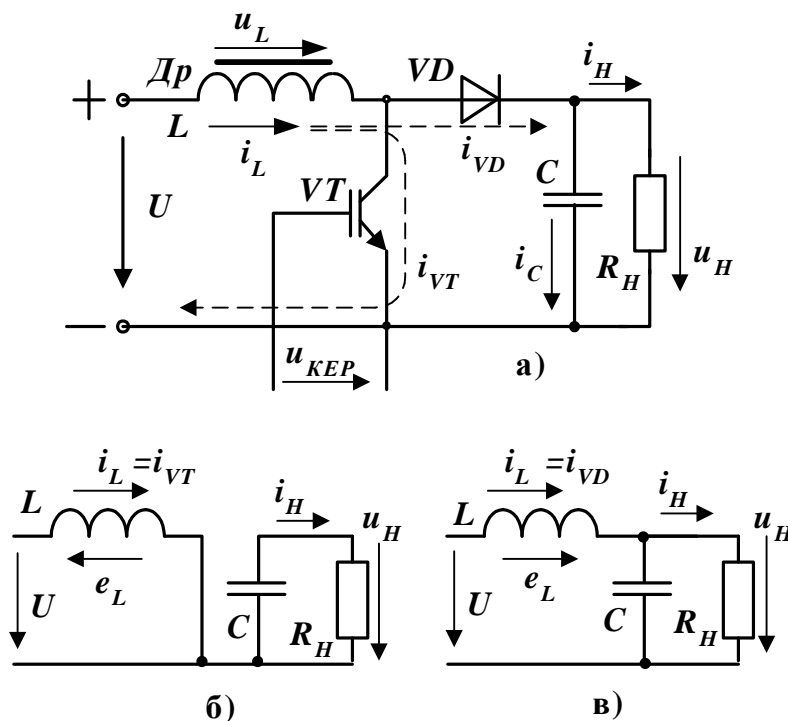


Рисунок 3.18 – ІП, що підвищує:

- а) принципова схема;
- б) стан кола, коли транзистор ввімкнений;
- в) стан кола, коли транзистор вимкнутий

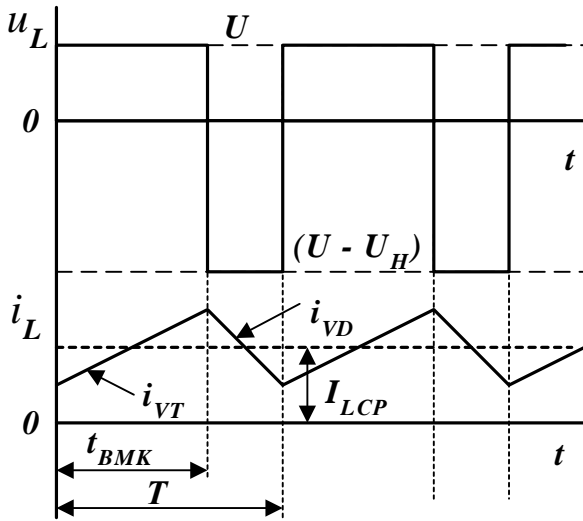


Рисунок 3.19 – Діаграми напруги та струму ІІ

На першому  $VT$  відкритий (рис. 3.18, б) тривалість його –  $t_{BMK}$ . Дросель підключається до джерела, напруга на ньому  $u_L = U$  і струм  $i_L = i_{VT}$  (рис. 3.19) зростає за лінійним законом ( $di_L/dt = U/L$ ) – енергія накопичується у магнітному полі. Діод  $VD$  при цьому вимкнений зворотною для нього напругою  $U_H$  з боку навантаження. Навантаження відключене від джерела.

На другому інтервалі (рис. 3.18, в)  $t_{ВИМК} = (T - t_{BMK})$   $VT$  вимкнений, під дією  $e_L$  діод вмикається і з'єднує джерело з навантаженням. Струм  $i_L = i_{VD}$  поступово зменшується – накопичена у дроселі енергія передається у коло навантаження.

Напруга дроселя визначається різницею між напругою джерела  $U$  і  $U_H$  навантаження. Діаграми напруги та струму дроселя показані на рисунку 3.19.

Виходячи з того, що середнє значення напруги на дроселі за період  $T$  дорівнює 0 ( $U_{LCP} = \frac{1}{T} \int_0^T u_L \cdot dt = 0$ ), отримуємо

$$(U \cdot t_{BMK} + (U - U_H) \cdot t_{ВИМК}) / T = 0 \quad \text{або} \quad U \cdot \gamma + (U - U_H)(1 - \gamma) = 0,$$

де  $\gamma = t_{BMK} / T$  – коефіцієнт заповнення імпульсів.

Таким чином, напруга на навантаженні

$$U_H = U / (1 - \gamma). \quad (3.22)$$

Якщо нехтувати витратами енергії у схемі перетворювача, то потужність джерела  $P_{ДЖ}$  дорівнює потужності, що віддається в навантаження  $P_H$ , тобто  $U \cdot I_{LCP} = U_H \cdot I_{HCP}$  або згідно (3.22)  $U / U_H = I_{HCP} / I_{LCP} = (1 - \gamma)$ , де  $I_{LCP}$ ,  $I_{HCP} = U_H / R_H$  – середні значення струмів джерела і навантаження. Звідси

$$I_{LCP} = I_{HCP} / (1 - \gamma). \quad (3.23)$$

Згідно з (3.22) вихідна напруга ідеального перетворювача (без витрат енергії у схемі) змінюється від  $U$  за  $\gamma = 0$  (транзистор вимкнений) до  $\infty$  за  $\gamma = 1$ . Відповідна регулювальна характеристика подана на рисунку 3.22 (крива 1).

Середнє значення струму транзистора

$$I_{VTCP} = \gamma I_{LCP}. \quad (3.24)$$

Середнє значення струму діода

$$I_{VDCP} = (1 - \gamma) I_{LCP}. \quad (3.25)$$

Транзистор обирається згідно з  $I_{LMAX}$  і значенням напруги, що прикладена до нього у вимкненому стані і дорівнює  $U_H$ . Діод обирається згідно з  $I_{VDCP}$  та зворотної напруги, що також становить  $U_H$ .

У реальній схемі внаслідок витрат енергії у елементах схеми максимальне значення напруги обмежено. Підвищення вихідної напруги, як і у трансформаторі, здійснюється завдяки відповідному збільшенню струму, що споживається від джерела (3.23).

На рисунку 3.19 відображено усталений режим роботи з безперервним струмом, при зменшенні навантаження перетворювач може перейти у режим роботи з переривчастим струмом. Розглянемо граничний режим роботи, коли струм встигає впасти до нуля (рис. 3.20). При цьому  $I_{LCP} = \Delta I_L$ , де  $\Delta I_L = I_{LMAX}/2$  – амплітуда пульсацій вхідного струму відносно середнього значення.

Під час вмикання транзистора  $VT$  напруга джерела  $U$  (постійна за значенням) урівноважується лише ЕРС в індуктивності дроселя  $L$  – струм  $i_L$  змінюється за лінійним законом, тобто  $di_L/dt = U/L = 2\Delta I_L/t_{BМК}$  звідки амплітуда коливань струму джерела  $\Delta I_{LC} = (U/2L)t_{BМК}$ .

Оскільки значення  $t_{BМК} = \gamma T = \gamma/f_M$  ( $f_M$  – частота модуляції), а напруга джерела згідно з (3.22)  $U = U_H \cdot (1 - \gamma)$  отримуємо вираз

$$\Delta I_{LC} = \frac{\gamma(1-\gamma)U_H}{2 \cdot L \cdot f_M}. \quad (3.26)$$

Згідно з (3.26) можна визначити значення індуктивності  $L$  та  $f_M$  необхідних для підтримання амплітуди пульсацій струму джерела на заданому рівні.

**Визначення ємності конденсатора.** До цього вважалось, що ємність конденсатора достатньо велика, щоб нехтувати пульсаціями напруги на навантаженні. У реальній схемі значення ємності обмежено. Для аналізу розглянемо діаграми роботи перетворювача, що подані на рисунку 3.21. На інтервалі часу  $t_{BМК}$  вихідне коло перетворювача відключене від джерела – конденсатор розряджається, його напруга зменшується (накопичена на попередньому інтервалі роботи енергія –

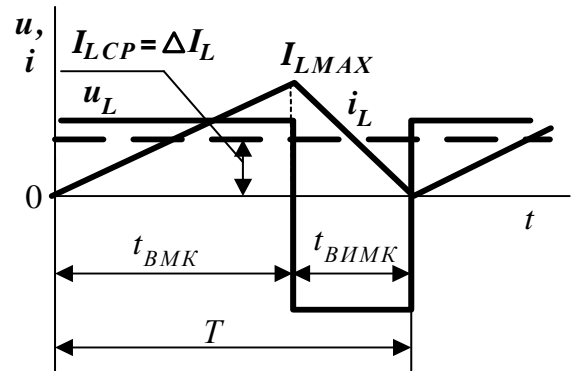


Рисунок 3.20 – Діаграми роботи П у граничному режимі

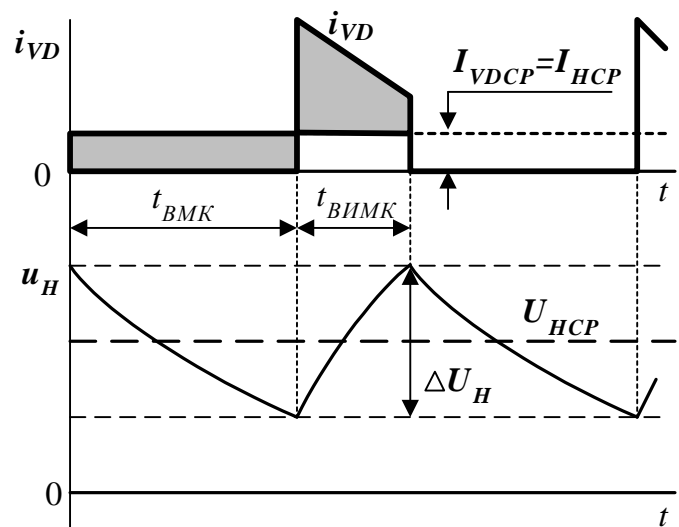


Рисунок 3.21 – Діаграми струму діода та вихідної напруги перетворювача

заряд віддається у навантаження). Заряд, що віддається конденсатором  $Q = I_{HCP} \cdot t_{BМК}$  відповідає площі прямокутника, що на рисунку 3.21 виділений темним кольором. На інтервалі  $t_{BМК}$  енергія накопичена в індуктивності через діод  $VD$  передається у навантаження і одночасно заряджає конденсатор – напруга на навантаженні зростає. Таким чином, отримуємо коливання напруги відносно середнього значення  $U_{HCP}$ , амплітуда пульсацій напруги  $\Delta U_H$ .

Заряд, що отримує конденсатор  $Q = \Delta U_H \cdot C$  відповідає площі фігури, що також виділена на рисунку 3.21 (для інтервалу  $t_{BМК}$ ). В усталеному режимі роботи кола визначені вище заряди однакові, тобто  $\Delta U_H \cdot C = I_{HCP} \cdot t_{BМК}$ .

Середній струм навантаження  $I_{HCP} = U_{HCP} / R_H$ , а  $t_{BМК} = \gamma T$ . Таким чином, для визначення  $\Delta U_H$  отримуємо вираз

$$\Delta U_H = \frac{U_{HCP} \cdot \gamma \cdot T}{R_H \cdot C}. \quad (3.27)$$

Виходячи з (3.27), можна визначити необхідне значення ємності, щоб обмежити пульсації напруги на навантаженні на заданому рівні.

Для оцінки реальних можливостей схеми ІІ необхідно врахувати витрати енергії у колі – активні опори:

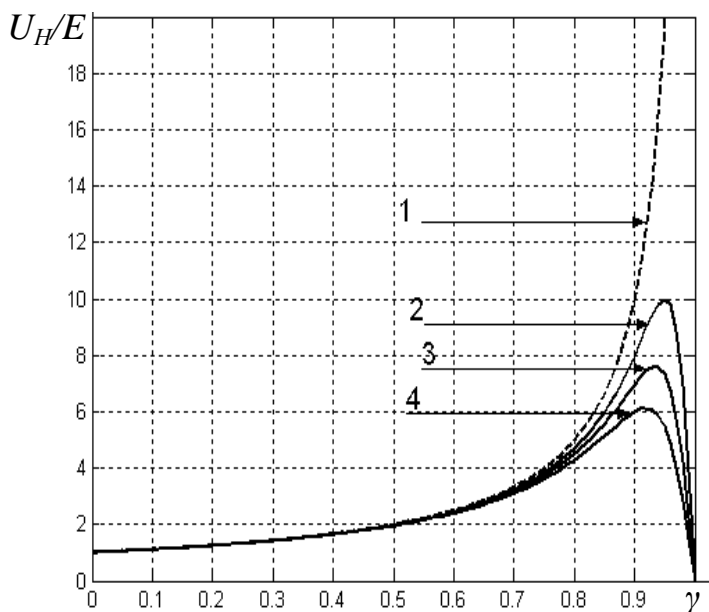


Рисунок 3.22 – Регулювальні характеристики ІІ при: 1)  $K_R = 0$ ; 2)  $K_R = 2.5 \cdot 10^{-3}$ ; 3)  $K_R = 5 \cdot 10^{-3}$ ; 4)  $K_R = 7 \cdot 10^{-3}$

джерела, дроселя, транзистора (діода). У першому наближенні вважаючи, що опори транзистора і діода однакові, еквівалентний опір кола  $R_\Sigma$  можна визначити як суму опорів джерела, дроселя і транзистора та віднести його до джерела з ЕРС  $E$ , тоді напруга на вході перетворювача  $U = E - I_{LCP} \cdot R_\Sigma$ .

З урахуванням того, що напруга на вході змінюється залежно від струму  $I_{LCP}$ , вираз (3.22) отримує вигляду

$$U_H = \frac{E(1 - \gamma)}{(1 - \gamma)^2 + K_R}, \quad (3.28)$$

де  $K_R = R_\Sigma / R_H$  – коефіцієнт, що визначається співвідношенням еквівалентного опору кола ІІ і навантаження.

Максимальне значення напруги навантаження досягається, якщо

$$\gamma_{MAX} = 1 - \sqrt{K_R}. \quad (3.29)$$

Після підстановки (3.29) в (3.28) отримуємо максимальне значення  $U_H$

$$U_{HMAX} = \frac{E}{2\sqrt{K_R}}. \quad (3.30)$$

На рисунку 3.22 подані регульовальні характеристики ІП, що розраховані відповідно з (3.28) для різних значень  $K_R$ . Характеристики мають чітко виражений максимум, що підтверджує обмежені можливості схеми. Із збільшенням значення  $K_R$  максимальне значення напруги ІП зменшується, а значення  $\gamma_{MAX}$ , що відповідає максимуму напруги, зменшується.

Імпульсний перетворювач, що підвищує напругу з можливістю  
рекуперації енергії у джерело

Розглянута вище схема перетворювача (рис. 3.18) забезпечує можливість підвищення напруги на навантаженні відносно напруги джерела, проте передавання енергії здійснюється у одному напрямку – від джерела у навантаження.

У випадках, коли необхідно забезпечити двобічний обмін енергії між джерелом і навантаженням, наприклад, для двигуна постійного струму, що обертається у одному напрямку і працює у режимах двигуна та генераторного гальмування, можна використати схему подану на рисунку 3.23.

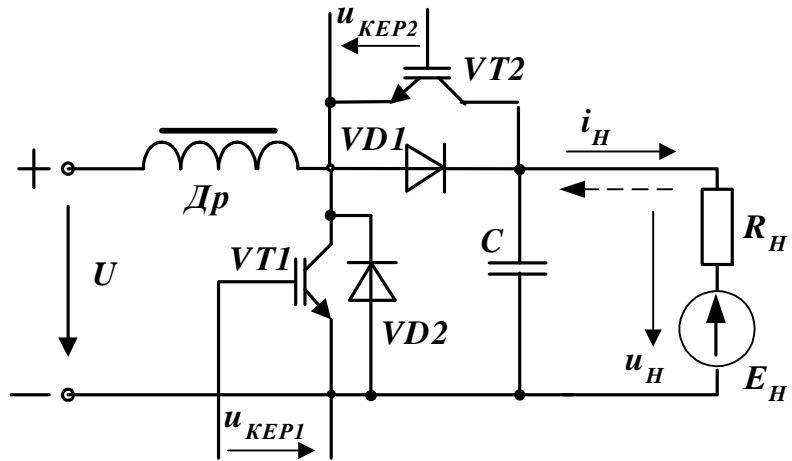


Рисунок 3.23 – ІП із двобічною провідністю

Схема перетворювача складається з двох ІП: перший, що підвищує ( $VT1, VD1$ ) і забезпечує передавання енергії у коло навантаження, і другий, що понижує ( $VT2, VD2$ ) і забезпечує передавання енергії з кола навантаження до джерела постійного струму. Природно, що керування транзисторами  $VT1$  і  $VT2$  роздільне.

**Приклад 3.5.** Розрахувати підвищуючий ІП, що використовується у джерелі безперебійного живлення (ДБЖ) як проміжна ланка між акумуляторною батареєю (АКБ) з  $E=12,6$  В і однофазним інвертором напруги (АІН), що формує змінну напругу ( $U_{НОМ}=220$  В,  $f=50$  Гц). Напруга на вході АІН  $U_d=312$  В при коефіцієнті пульсацій  $K_{ПН} \leq 0,05$ , коефіцієнт пульсацій струму АКБ  $K_{ПС} \leq 0,1$ . Ємність зарядженої АКБ  $Q_3=60$  А·год. Визначити максимальну потужність ДБЖ, потужність з умови розряду АКБ за 1 годину до рівня  $Q_P=0,25Q_3$  і розрахувати параметри ІП при цьому. Прийняти еквівалентний опір кіл ІП  $R_\Sigma=0,1$  Ом.

**Розв'язання.** Згідно із (3.30) знайдемо значення

$$K_R = \left( \frac{E}{2U_{HMAX}} \right)^2 = \left( \frac{12,6}{2 \cdot 312} \right)^2 = 0,00041, \text{ де } U_d = U_{HMAX}.$$

Коефіцієнт заповнення імпульсу при цьому

$$\gamma_{MAX} = 1 - \sqrt{K_R} = 0,98.$$

Опір навантаження

$$R_H = R_{\Sigma} / K_R = 0,1 / 0,00041 = 244 \text{ Ом.}$$

Максимальна потужність

$$P_{MAX} = (U_d)^2 / R_H = (312)^2 / 244 = 399 \text{ Вт.}$$

Заряд, що віддає АКБ протягом години

$$Q = Q_3 - Q_P = 0,75 Q_3 = 45 \text{ А} \cdot \text{год.}$$

Звідки струм  $I_{LCP} = 45 \text{ А}$ . Відповідне значення струму навантаження при цьому

$$I_{HCP} = I_{LCP} (1 - \gamma) = 45 (1 - 0,98) = 0,9 \text{ А.}$$

Потужність при цьому

$$P_H = U_d I_{HCP} = 312 \cdot 0,9 = 280,8 \text{ Вт.}$$

Опір навантаження

$$R_H = U_d / I_{HCP} = 312 / 0,9 = 346,7 \text{ Ом.}$$

Коефіцієнт  $K_R = R_{\Sigma} / R_H = 0,1 / 346,7 = 0,00029$ .

Коефіцієнт заповнення імпульсу при цьому

$$\gamma = 1 - \sqrt{K_R} = 1 - \sqrt{0,00029} = 0,983.$$

Середнє значення струму транзистора  $I_{VTCP} = \gamma I_{LCP} = 0,983 \cdot 45 = 44,2 \text{ А}$ .

Середнє значення струму діода  $I_{VDCP} = (1 - \gamma) I_{LCP} = (1 - 0,983) 45 = 0,765 \text{ А}$ .

Амплітуда пульсацій струму АКБ  $\Delta I_{LC} = K_{PC} I_{LCP} = 0,1 \cdot 45 = 4,5 \text{ А}$ .

Максимальне значення струму транзистора

$$I_{LMAX} = I_{LCP} + \Delta I_{LC} = 45 + 4,5 = 49,5 \text{ А}$$

Із [17] обираємо IGBT транзистор типу IRG4PC50U на струм 55 А і напругу 600 В згідно з  $I_{LMAX}$  і значенням напруги, що прикладена до нього у вимкненому стані і дорівнює  $U_d$ . Робочий діапазон частот для нього до (10-100) кГц. Для того, щоб не збільшувати витрати енергії на перемикання, приймаємо значення  $f_M = 1 \text{ кГц}$ .

Діод обираємо з [17] за значенням  $I_{VDCP}$  на струм 1 А і зворотну напругу  $U_d$ , виходячи з прийнятого значення частоти модуляції (1N3883 на напругу 400 В і струм 6 А).

Індуктивність дроселя

$$L_H = \frac{\gamma U_H (1 - \gamma)}{\Delta I_L 2 f_M} = \frac{312 \cdot 0,983 \cdot 0,017}{4,5 \cdot 2 \cdot 1000} = 0,00058 \text{ Гн} = 0,58 \text{ мГн.}$$

Амплітуда пульсацій вихідної напруги

$$\Delta U_d = K_{PH} U_d = 0,05 \cdot 312 = 15,6 \text{ В.}$$

Ємність конденсатора на виході

$$C = \frac{U_d \cdot \gamma \cdot T}{R_H \cdot \Delta U_d} = \frac{312 \cdot 0,983 \cdot 0,001}{346,7 \cdot 15,6} = 0,0000567 \text{ Ф} = 56,7 \text{ мкФ}$$



## 4 АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ

**Інвертування** – це процес перетворення постійного струму у змінний. Пристрої, що реалізують цей процес, названо інверторами. Інвертори бувають залежними (ведені мережею) і автономні. Якщо інвертор передає енергію з мережі постійного струму в мережу змінного, частота і напруга в якій вже задані роботою інших генераторів, то його названо залежним (веденим). Роботу такого інвертора розглянуто у п. 2.6.

**Інвертори, що працюють на навантаження, у якому немає інших генераторів, названо автономними.** У них струм комутується спеціальним пристроєм, частота вихідного струму (напруги) визначається частотою імпульсів керування.

Сфери використання автономних інверторів:

- для живлення споживачів змінного струму в установках, де як основне або резервне джерело енергії використовується акумуляторна або сонячна батарея;

- у частотному електроприводі змінного струму у складі перетворювача частоти з проміжною ланкою постійного струму;

- у електротехнології як джерело змінного струму підвищеної частоти;

- у електроенергетиці з нетрадиційними джерелами живлення як активні фільтри, компенсатори реактивної потужності та потужності викривлення.

Залежно від побудови схеми розрізняють однофазні, двофазні, трифазні і багатофазні інвертори, залежно від кількості рівнів напруги джерела постійного струму *дво - і багаторівневі інвертори*.

### Режими роботи інверторів

Розглянемо ідеалізований однофазний інвертор із відповідними фільтрами на виході, що формує на виході синусоїдну напругу і живиться від джерела постійного струму. Звичайно навантаження, наприклад, двигун змінного струму має активно-індуктивний характер, тобто вихідний струм інвертора відстає на кут  $\varphi$ . Відповідні часові діаграми подані на рисунку 4.1, а.

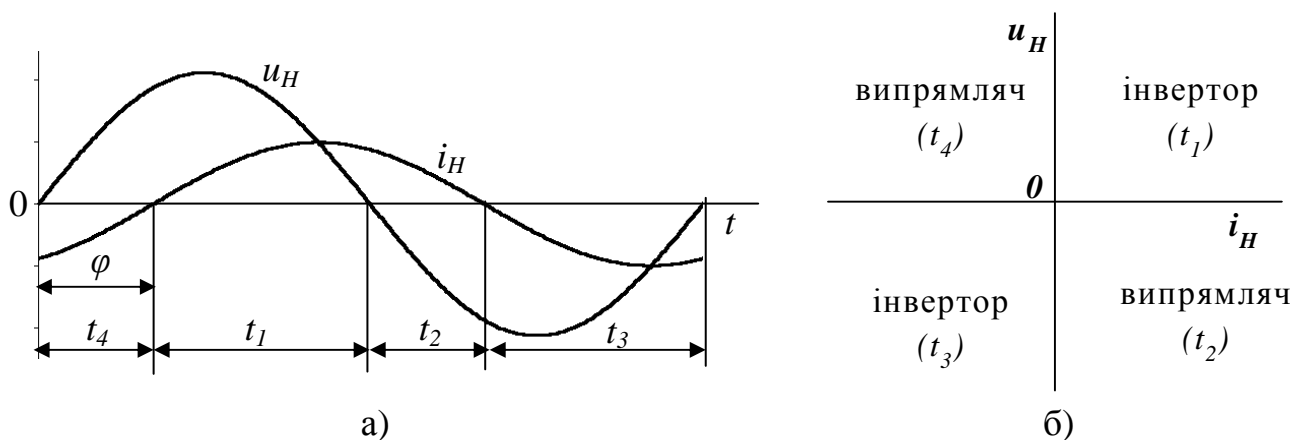


Рисунок 4.1 – Визначення режимів роботи інвертору за допомогою часової діаграми (а) і декартової площини (б)

На інтервалах  $t_1$  і  $t_3$  напруга і струм мають однаковий напрямок, миттєва потужність  $p = ui > 0$ , тобто енергія передається з кола постійного струму у коло змінного, що відповідає режиму інвертування. На відміну від цього, протягом інтервалів  $t_2$  і  $t_4$  напрямок напруги і струму протилежний, енергія повертається з кола змінного струму у коло постійного, що відповідає режиму випрямлення.

Таким чином, здебільшого схема інвертора повинна забезпечувати двобічну провідність із можливістю роботи в усіх чотирьох квадрантах, як це відображено на рисунку 4.1, б.

Залежно від режиму роботи джерела постійного струму (генератор струму або напруги) розрізняють інвертори струму або напруги. Для інверторів струму характерно те, що вони формують на виході струм ( $i_{ВНХ}$ ), а форма і фаза напруги  $u_{ВНХ}$  залежать від параметрів навантаження. В інверторах напруги – навпаки.

У наш час найбільшого розповсюдження здобули автономні інвертори напруги, що забезпечують роботу не тільки у режимі джерела змінної напруги, а за відповідної побудови системи керування також і в режимі джерела змінного струму (п. 4.2.3). Це ж стосується і інверторів струму, які можуть використовуватися як джерело синусоїдальної напруги (п. 4.1.2.2)

### Структура автономного інвертора

У загальному випадку структура інвертора (рис. 4.2) складається з таких елементів:

- вхідний фільтр ( $\Phi 1$ ), що забезпечує необхідну якість вхідного струму (напруги), надання джерелу енергії властивостей, що забезпечують нормальне функціонування схеми вентильного комутатора, а також зменшує негативний вплив на джерело та інших споживачів енергії;

- вентильний комутатор (ВК) у подальшому безпосередньо інвертор, що поряд із перетворенням, забезпечує регулювання параметрів змінного струму – частоти і амплітуди. Вихідний сигнал, звичайно, має характер імпульсів, фронти яких мають значну крутизну і, як наслідок, складний гармонійний спектр. Це негативно впливає на роботу споживача енергії, а також призводить до значних додаткових витрат під час передавання енергії на відстань;

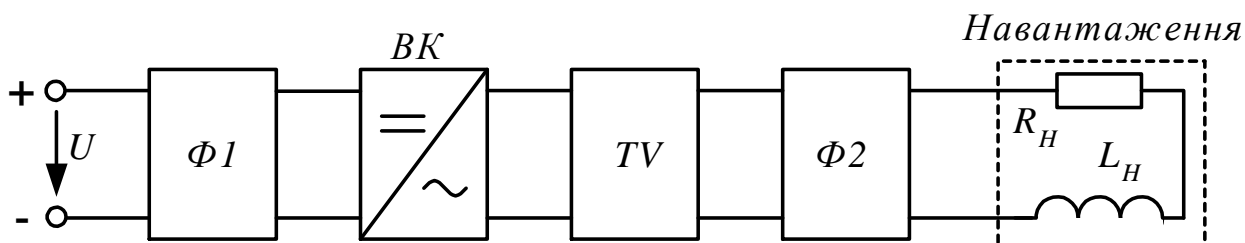


Рисунок 4.2 – Структурна схема автономного інвертора

- вихідний трансформатор (TV) для узгодження вихідної напруги з напругою споживача, що може бути поєднаним безпосередньо зі схемою комутатора. У ряді випадків використовується для отримання багаторівневої кривої вихідної напруги;

– вихідний фільтр (Ф2), що забезпечує якість вихідної напруги на потрібному рівні для передавання і споживання. Ємність у інверторів струму є необхідною для нормального функціонування схеми.

Відзначимо, що не всі ці елементи є обов'язковими у конкретній схемі інвертора. Так, у інверторі напруги обов'язковими звичайно є Ф1 і ВК, у інверторі струму до них додається Ф2.

#### 4.1 Автономні інвертори струму

**Автономний інвертор струму (АІС)** формує в навантаженні струм, а форма напруги визначається параметрами навантаження. У схемі АІС використовуються як повністю керовані, так і напівкеровані ключі з однобічною провідністю. Комутація тиристорів, що не вимикаються за колом керування, здійснюється примусово з використанням як джерело зворотної напруги попередньо зарядженого конденсатора.

##### Особливості АІС:

1. Джерело постійного струму працює в режимі генератора струму. Для цього у вхідне коло АІС вмикається реактор (дросель) з достатньо великою індуктивністю  $L$ , що не дає змінюватись струму (струм на вході АІС незмінний). Окрім того, реактор виконує функції фільтру вищих гармонік. При цьому функція ключів схеми – періодичне перемикання напрямку струму на виході.

2. Вихідне коло повинно припускати змінювання струму стрибком, тобто мати властивості джерела напруги. Це досягається підключенням до виходу АІС конденсатора, що дозволяє підключати до виходу активно-індуктивне навантаження.

***Примітка:** реактор на вході АІС може бути відсутнім або невеликої індуктивності, якщо джерело має властивості джерела струму. Останнє досягається, наприклад, при використанні керованого випрямляча зі зворотнім зв'язком за вихідним струмом або активного випрямляча струму (п. 5.2).*

##### 4.1.1 Автономні інвертори струму на тиристорах, що не вимикаються за колом керування

###### 4.1.1.1 Однофазна мостова схема автономного інвертора струму

Однофазна мостова схема автономного інвертора струму (АІС) наведена на рисунку 4.3, а. Джерело – батарея або випрямляч з напругою  $U$  працює в режимі генератора струму, для чого у вхідне коло введено згладжувальний дросель  $Dr$  з великою індуктивністю, що підтримує значення струму джерела  $I_d$  незмінним (рис. 4.3, б). Умовно позитивна напівхвиля вихідного струму інвертора  $i_i = i_{i4}$  формується відкриванням тиристорів  $VS1$  і  $VS4$  (інтервал  $t_1 - t_2$  на рис. 4.3). При цьому конденсатор  $C$  заряджається від джерела з полярністю, що вказана на рисунку 4.3, а без дужок.

Напруга на конденсаторі  $u_C$ , що є напругою на навантаженні  $Z_H$ , зростає як показано на рисунку 4.3, б. Під час подавання у момент часу  $t_2$  імпульсів ке-

рування ( $u_{IMP}$ ) на тиристори  $VS2$ ,  $VS3$  вони відкриваються і з боку конденсатора  $C$  до тиристорів  $VS1$ ,  $VS4$  прикладається зворотна напруга. Це викликає їх вимкнення. За відсутності в контурі комутації індуктивності (контури  $VS2 - C - VS1$  та  $VS3 - C - VS4$ ) комутація струму з тиристорів  $VS1$ ,  $VS4$  на тиристори  $VS2$  і  $VS3$  стається практично миттєво. При цьому формується негативний напівперіод вихідного струму  $i_i = i_{23}$ . Конденсатор перезаряджається за кривою  $u_C$

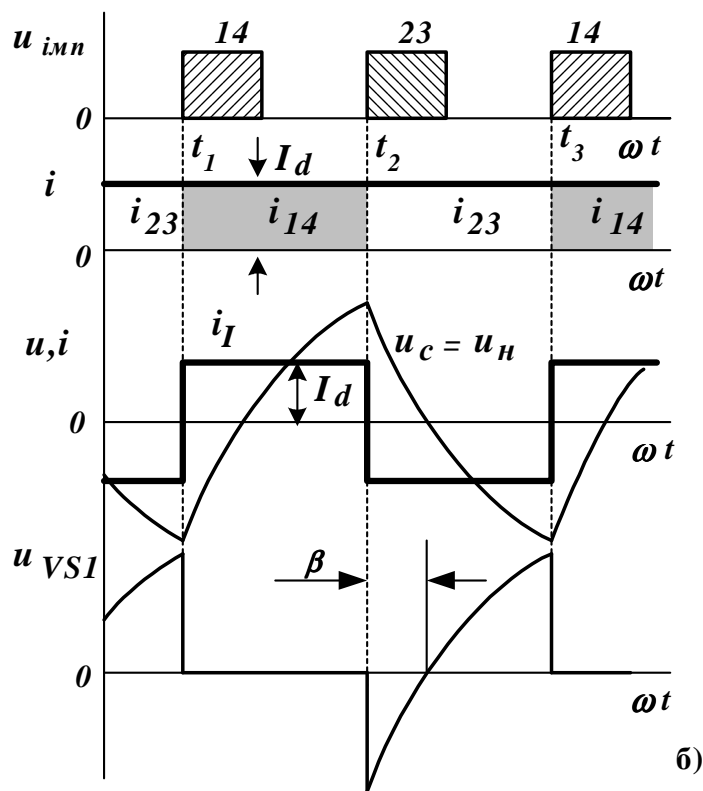
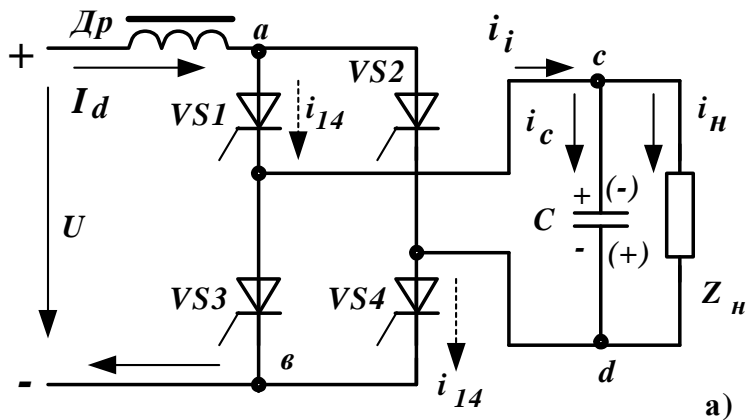


Рисунок 4.3 – Однофазний автономний інвертор струму:

- а) схема принципова;
- б) діаграми роботи

(кінцева полярність вказана у дужках), готуючись до наступної комутації. У момент  $t_3$  відкриваються тиристори  $VS1$ ,  $VS4$  і процеси повторюються.

Таким чином, тиристорний міст по черговому перемикає постійний струм джерела  $I_d$ , спрямовуючи його крізь навантаження то в один бік, то в інший, тобто перетворює його в змінний, але несинусоїдальної (прямокутної) форми. Змінюючи частоту подавання імпульсів керування на тиристори інвертора, можна регулювати частоту вихідного струму, тобто частота визначається лише параметрами самого інвертора.

Комутація тиристорів інвертора також, як і у схемах, що розглядалися вище, забезпечується подаванням зворотної напруги. Це витікає з принципу роботи тиристора. Відміна в тому, що для цього використовується передчасно заряджений конденсатор. **Таку комутацію названо штучною, а конденсатор комутувальним.** Для стійкої комутації тиристорів тривалість інтервалу  $\beta$  (час розряду конденсатора, що визначається

його ємністю), коли до тиристора прикладена зворотна напруга ( $u_{VS1}$  на рис. 4.3, б), повинна бути достатньою для відновлення його запиральних властивостей  $\beta > \omega t_{ВІДН}$  ( $t_{ВІДН}$  – час необхідний для відновлення тиристором запиральних властивостей, що задається у паспорті).

Варто зазначити, що вихідний струм інвертора  $i_i$  випереджає напругу  $u_H$  (рис. 4.3, б), тобто характер вихідного кола АІС активно-ємнісний. При активно-індуктивному навантаженні ( $Z_H$ ) ємність  $C$  конденсатора, що комутує, повинна бути достатньою також для компенсації реактивної потужності навантаження ( $Q_C > Q_{LH}$ ).

Для аналізу властивостей схеми використаємо еквівалентну схему (рис. 4.4), що складена для основної (1-ї) гармоніки. При цьому АІС подано у вигляді джерела струму, що дорівнює  $I_{I(1)}$ . Відповідно до стандартного розкладання Фур'є діюче значення 1-ї гармоніки вихідного струму АІС

$$I_{I(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d. \quad (4.1)$$

Спочатку розглянемо випадок, коли **навантаження активне** ( $L_H=0$ ). Еквівалентна провідність паралельно з'єднаних  $C$  і  $R_H$  становить

$$\underline{Y} = \frac{1}{R_H} - j\omega C.$$

Еквівалентний опір кола  $Z = \frac{R_H}{\sqrt{1 + (\omega C R_H)^2}}$ .

Діюче значення першої гармоніки вихідної напруги

$$U_{H(1)} = \frac{I_{I(1)} R_H}{\sqrt{1 + (\omega C R_H)^2}}. \quad (4.2)$$

Якщо нехтувати витратами у схемі АІС, активна потужність  $P_d$ , що споживається від джерела дорівнює потужності, що віддається у навантаження  $P_H$

$P_d = U_d I_d = U_d \left( \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{I(1)} \right) = P_H = \frac{U_{H(1)}^2}{R_H}$ , звідки значення струму інвертора становить

$$I_{I(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{H(1)}}{U_d R_H}. \quad (4.3)$$

Підставивши значення струму із (4.3) в (4.2) отримуємо вираз

$$U_{H(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{H(1)}}{U_d R_H} \cdot \frac{R_H}{\sqrt{1 + (\omega C R_H)^2}}.$$

Після перетворення отримуємо значення вихідної напруги в функції опору навантаження

$$U_{H(1)} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot U_d \sqrt{1 + (\omega C R_H)^2} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot U_d \sqrt{1 + (R_H^*)^2}, \quad (4.4)$$

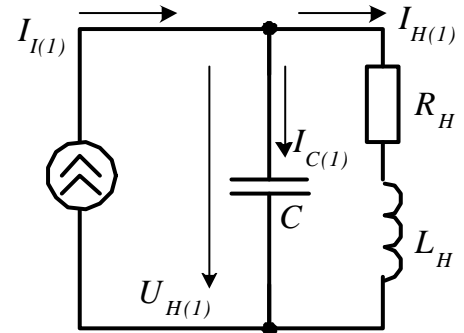


Рисунок 4.4 – Еквівалентна схема вихідних кіл АІС

де  $R_H^*$  – відносне значення опору навантаження (відносно ємнісного опору)

$$R_H^* = \frac{R_H}{X_C} = \frac{R_H}{\frac{1}{\omega C}}.$$

Згідно з (4.4) вихідна напруга є нелінійною функцією від навантаження, особливо за малих навантажень ( $R_H$  – зростає і  $R_H^* > 1$ ), коли напруга зростає, особливо у режимах наближених до холостого ходу. Вираз (4.4) також показує, що вихідна напруга при незмінних параметрах навантаження є залежною від частоти вихідного струму  $\omega$ , що не завжди доцільно.

Із зростанням струму навантаження (зменшенням  $R_H$ ) прискорюється процес перезаряджання конденсатора  $C$ , що спричинює зменшення  $\beta$ . Це призводить до порушення комутації – тиристор, що виходить з роботи не встигає відновити запиральних властивостей і знову вмикається, оскільки напруга на ньому позитивна. Таким чином, всі тиристори АІС ввімкнені, що призводить до короткого перемикання на вході схеми. Цей режим називають зливом інвертування, або «прорив» інвертора.

Недоліком АІС є також залежність форми вихідної напруги від навантаження – у режимах, наближених до холостого ходу, форма трикутна (перезаряджання конденсатора постійним струмом) і згладжена у разі збільшення навантаження.

З принципу дії інвертора струму (рис. 4.3) виходить, що вихідний струм випереджає напругу на кут  $\beta$ , тобто характер вихідного кола інвертора активно-ємнісний.

**Активно-індуктивне навантаження.** На рисунку 4.5 побудована векторна діаграма, виходячи з умови забезпечення випередження вихідного струму інвертора  $I_{H(1)}$  відносно вихідної напруги  $U_{H(1)}$  на заданий кут  $\beta$ . Виходячи з неї, можна скласти баланс реактивної потужності

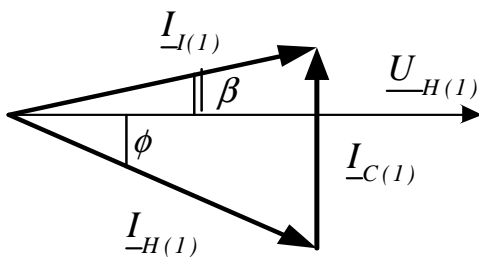


Рисунок 4.5 – Векторна діаграма для вихідного кола АІС

де  $Q_C = Q_H + Q_K$ ,

де  $Q_C = B_C (U_{H(1)})^2 = \omega C (U_{H(1)})^2$  – реактивна потужність конденсатора ( $B_C$  – реактивна провідність конденсатора);

$Q_H = P_H \tan \phi$  – реактивна індуктивна потужність навантаження, обумовлена зсувом струму навантаження відносно напруги;

$Q_K = P_H \tan \beta$  – комутаційна реактивна потужність, що визначається кутом  $\beta$  і необхідна для відновлення властивостей тиристорів під час вимикання.

Таким чином,  $Q_C = P_H \tan \phi + P_H \tan \beta$ .

Ємність конденсатора при заданій активній потужності  $P_H$

$$C = \frac{P_H (\tan \phi + \tan \beta)}{\omega (U_{H(1)})^2}. \quad (4.5)$$

Мінімально необхідне значення кута  $\beta$  звичайно становить декілька градусів, практично з урахуванням відхилень параметрів та перехідних процесів обирають  $\beta$  із значним запасом (20÷30 градусів).

Активна потужність, що споживається від джерела ( $P_d = P_H$ ).

$$P_H = P_d = U_d I_d = U_{H(1)} I_{H(1)} \cos \varphi.$$

Активні складові струму (рис. 4.5) навантаження і вихідного струму інвертора однакові  $I_{I(1)} \cos \beta = I_{H(1)} \cos \varphi$ .

З урахуванням цього активна потужність

$$P_H = P_d = U_d I_d = U_{H(1)} I_{I(1)} \cos \beta = U_{H(1)} \frac{2\sqrt{2} I_d}{\pi} \cos \beta.$$

Вихідна напруга АІС

$$U_{H(1)} = \frac{U_d \pi}{2\sqrt{2} \cos \beta}. \quad (4.6)$$

Виходячи з (4.5) і (4.6) можна зробити важливі висновки.

Ємність конденсатора (4.5) залежить від частоти вихідного струму, що спричиняє неможливість використання АІС на низьких частотах, коли потребується значна ємність  $C$ , окрім того, при цьому збільшується і індуктивність дроселя для фільтрації вищих гармонік, що кратні вихідній частоті.

У разі зміни коефіцієнта потужності навантаження і незмінної ємності конденсатора змінюється кут  $\beta$  (див. векторну діаграму) і, як наслідок, напруга на навантаженні. Зменшення  $\cos \varphi$  приводить до зриву комутації, тому що зменшується кут  $\beta$ .

Таким чином, автономний інвертор струму стабільно працює лише у визначеному діапазоні частот і навантажень, що є його недоліком.

Визначені вище недоліки певною мірою можуть бути ліквідовані у разі використання модифікованих схем інверторів завдяки:

- уведенню у схему відсічних діодів;
- уведенню у схему вентилів зворотного струму [15];
- використанню широтно-імпульсної модуляції вихідного струму [1, 15, 28].

**Приклад 4.1.** Розрахувати однофазний АІС, що використовується для живлення навантаження з  $P_{НОМ} = 15$  кВт,  $U_{НОМ} = 220$  В,  $\eta_{НОМ} = 0,9$ ,  $f = 400$  Гц,  $\cos \varphi = 0,8$ .

**Розв'язання.** Номінальний струм і напругу навантаження прирівнюємо першій гармоніці  $I_{НОМ} = I_{H(1)} = \frac{P_{НОМ}}{U_{НОМ} \cos \varphi_{НОМ} \eta_{НОМ}} = \frac{15000}{220 \cdot 0,8 \cdot 0,9} = 94,7$  А.

Відповідно до векторної діаграми (рис. 4.5) діюче значення першої гармоніки вихідного струму інвертора  $I_{I(1)} = I_{H(1)} \frac{\cos \varphi}{\cos \beta}$ .

На попередній стадії розрахунку приймаємо кут  $\beta = 20^\circ$ .

Відтоді отримуємо значення  $I_{I(1)} = 80,6$  А.

Значення струму і напруги у колі постійного струму згідно з (4.1) і (4.6):

$$I_d = I_{I(1)} \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 89,5 \text{ A}, \quad U_d = U_{H(1)} \frac{2\sqrt{2} \cos \beta}{\pi} = 186,2 \text{ В.}$$

Середнє значення струму тиристора  $I_{VTCP} = I_d/2 = 44,75 \text{ А}$ .

Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги АІС, виходячи з напруги навантаження  $U_{Hm(1)} = \sqrt{2} U_{НОМ} = 311 \text{ В}$ . Значення зворотної напруги на тиристорі приймаємо з подвійним запасом  $U_{Hm(1)} = 2 U_{Hm(1)} = 622 \text{ В}$ .

Таким чином, із запасом за струмом ( $1,3 \cdot 44,75 = 58,2 \text{ А}$ ) обираємо тиристор Т142-63-7, для якого  $t_{ВДН} = 10 \text{ мкс}$ .

Відповідний кут  $\beta = 2\pi f t_{ВДН} = 0,0251 \text{ рад}$ , що становить  $\beta = 1,44^\circ$ , тобто прийняте вище значення  $\beta$  перевищує отримане у 14 разів (обрано з запасом).

Ємність конденсатора на виході АІС

$$C = \frac{P_{НОМ} (tg \varphi + tg \beta)}{\omega \cdot U_{НОМ}^2} = \frac{15000 (tg \varphi + tg 20^\circ)}{2\pi 400 \cdot 220^2} = 0,000137 \text{ Ф} = 137 \text{ мкФ.}$$

Якщо значення  $\beta$  прийняти  $10^\circ$  ємність конденсатора  $C = 114 \text{ мкФ}$ , що не суттєво, окрім того відхилення параметрів схеми, зокрема ємності конденсатора може перевищувати  $20 \div 40 \%$ .

Збільшення  $\beta$  призводить до деякого збільшення завантаження тиристорів за струмом (у цьому випадку лише на  $5 \%$ ).

#### 4.1.1.2 Однофазний мостовий автономний інвертор струму з відсічними діодами

Оскільки зараз здебільшого використовуються інвертори напруги, зупинимося на розгляді «класичних схем» із відсічними діодами, що дозволяють забезпечити роботу АІС у широкому діапазоні частот.

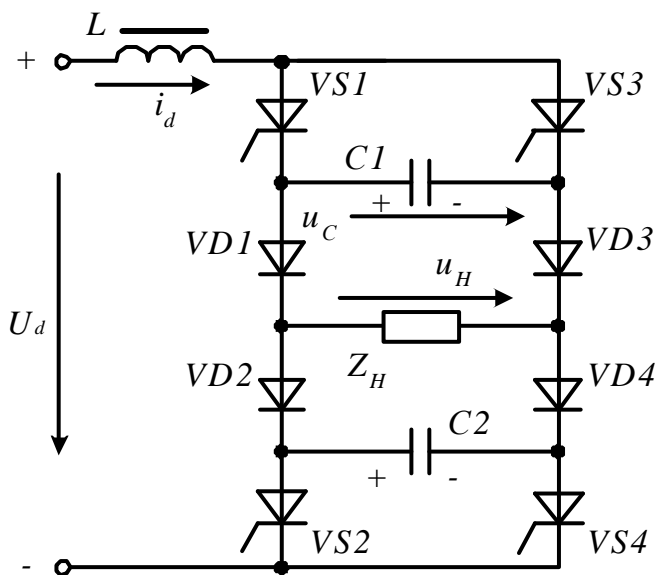


Рисунок 4.6 – Схема однофазного мостового інвертора струму з відсічними діодами

парау VS2, VS3, що формують негативну напівхвилю струму.

Схема однофазного мостового АІС з відсічними діодами подана на рисунку 4.6. У ній комутуюча ємність розділена на дві  $C1$  і  $C2$ , що підключені до навантаження через відсічні діоди  $VD1 - VD4$ , що відділяють конденсатори від навантаження при цьому вихідний струм інвертора одночасно є і струмом навантаження.

Діаграми, що ілюструють роботу схеми при активно-індуктивному навантаженні, подані на рисунку 4.7. Розглянемо процеси у схемі, що мають місце під час перемикання струму з пари тиристорів VS1, VS4, що формує позитивну напівхвилю вихідного струму на



На час  $t_1$  струм навантаження  $i_H = I_d$  протікає через тиристори  $VS1$ ,  $VS4$  і діоди  $VD1$ ,  $VD4$ , конденсатори заряджені з полярністю, що визначена на рисунку 4.6. Напруга на конденсаторах  $u_C$  при цьому перевищує напругу на навантаженні  $u_H$ , що забезпечує підтримання діодів  $VD2$ ,  $VD3$  у вимкненому стані (напруга на них є зворотною). Напруга на навантаженні, оскільки струм має постійне значення, теж незмінна і визначається лише активним опором  $u_H = I_d R_H$ .

Під час подавання імпульсів керування ( $u_{IMT23}$ ) на тиристори  $VS2$ ,  $VS3$  ( $t_2$ ) вони вмикаються і утворюють два контури для розрядження конденсаторів  $VS1$ ,  $VS3$ ,  $C1$  та  $VS2$ ,  $VS4$ ,  $C2$ . Напруга, що прикладається до тиристорів  $VS1$ ,  $VS4$  з боку конденсаторів є зворотною, за відсутності в контурі комутації індуктивності це призводить до миттєвого їх запирання. Струм навантаження, що дорівнює  $I_d$ , перемикається на тиристори  $VS2$ ,  $VS3$  і протікає за колом  $VS3$ ,  $C1$ ,  $VD1$ ,  $Z_H$ ,  $VD4$ ,  $C2$ ,  $VS2$ , що призводить до розрядження конденсаторів – напруга  $u_C$  поступово зменшується.

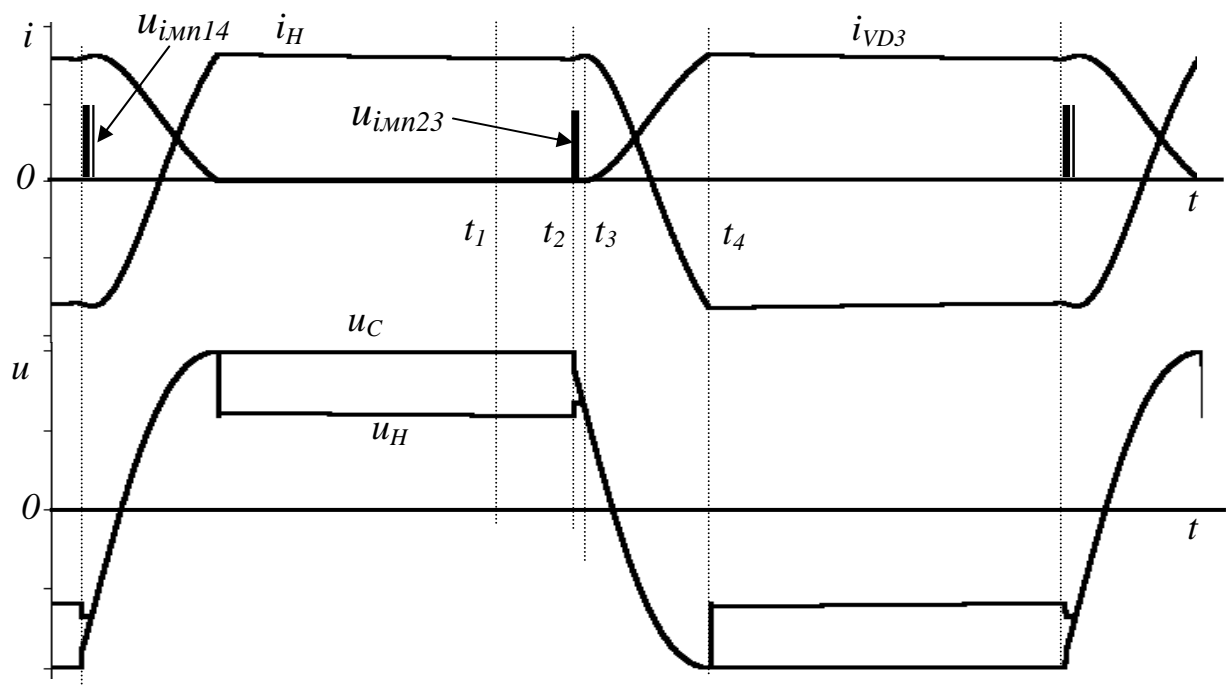


Рисунок 4.7 – Діаграми роботи АІС з відсічними діодами

У момент часу  $t_3$ , коли напруга  $u_C$  порівнюється з напругою на навантаженні  $u_H$ , вмикаються діоди  $VD3$  і  $VD2$ . При цьому струм джерела  $i_d$  розподіляється на три паралельних гілки:  $C1$ ,  $Z_H$ ,  $C2$ . По мірі перезарядження конденсаторів струм крізь них поступово зменшується. Струм через діоди  $VD3$ ,  $VD2$  навпаки зростає. Оскільки струм  $i_{C1} = i_H + i_{VD2}$  і  $i_{C2} = i_H + i_{VD3}$ , то струм навантаження поступово зменшується до нуля, коли  $i_{C1} = i_{VD2}$ ,  $i_{C2} = i_{VD3}$ , у подальшому із зростанням струму через діоди  $VD3$ ,  $VD2$  струм у навантаженні змінює напрямок і поступово зростає до значення  $-I_d$ . Напруга на конденсаторах і навантаженні також змінюється за полярністю. За наявності в колі індуктивності навантаження і ємності процес перезарядження має коливальний характер – по досягненню амплітуди коливання напруги на конденсаторі струм через нього переходить через 0. Унаслідок цього діоди  $VD1$ ,  $VD4$  вимикаються – конденса-

тори  $C1$ ,  $C2$  відключаються від джерела і напруга на них залишається незмінною. При цьому напруга на навантаженні стрибком зменшується до рівня  $u_H = -I_d R_H$ .

До діодів  $VD1$ ,  $VD4$  прикладена зворотна напруга з боку конденсаторів. Струм навантаження в подальшому прямує за колом  $VS3$ ,  $VD3$ ,  $VS2$ ,  $VD2$ . Якщо напруга на конденсаторах зменшується до значення напруги на навантаженні діоди  $VD1$ ,  $VD4$  знову вмикаються, забезпечуючи дозарядження конденсаторів.

Таким чином, ємності підключаються паралельно навантаженню лише на інтервалі комутації струму навантаження і називаються комутуючими. Їх ємність не залежить від реактивної потужності навантаження, що дозволяє схемі працювати на будь-яке навантаження за будь-якої частоти комутації.

Схема проте, має суттєвий недолік – амплітуда коливань вихідної напруги (рис. 4.7) перевищує напругу при сталому значенні струму навантаження  $I_d$ . Обмеження амплітуди коливань досягається збільшенням ємності конденсаторів відповідно до індуктивності навантаження.

Розрахунок ємності здійснюється, виходячи з умов [4]: забезпечення стійкої комутації тиристорів (інтервал часу, коли напруга на конденсаторах зменшується до нуля і до тиристорів, що вимикаються, прикладена зворотна напруга, повинен перевищувати час відновлення запиральних властивостей тиристорів) і обмеження амплітуди коливань.

#### 4.1.1.3 Трифазний мостовий автономний інвертор струму з відсічними діодами

Схема трифазного АІС з відсічними діодами (рис. 4.8) побудована за тими ж принципами, що і однофазного. Особливість роботи схеми у перетворенні постійного струму джерела у змінний у трьох фазах навантаження. Це реалізується тим, що до джерела

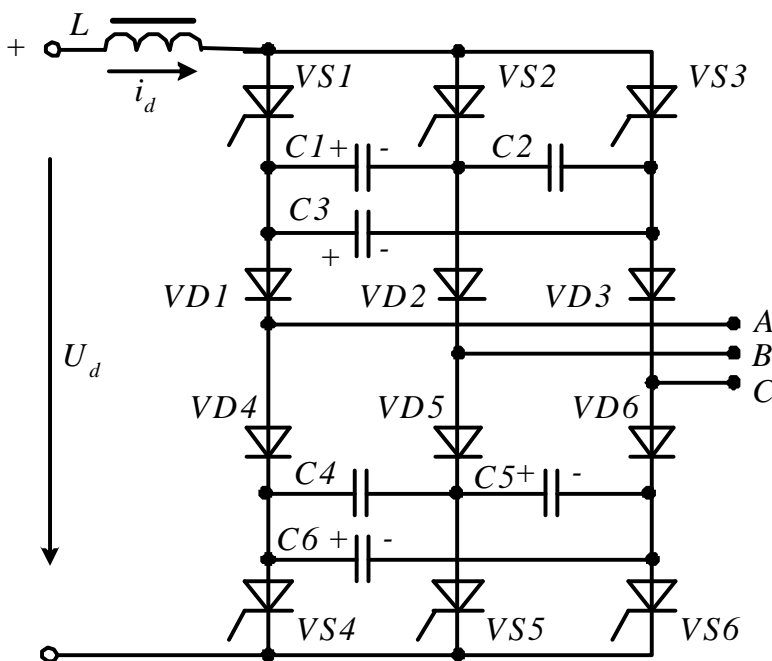


Рисунок 4.8 – Схема трифазного мостового інвертора струму з відсічними діодами

струму одночасно підключено лише дві фази навантаження (спрощена діаграма струмів подана на рисунку 4.9), тобто одночасно відкрито два тиристори з відповідними діодами.

Форма струму не залежить від навантаження, а залежить від порядку перемикань ключів інвертора. Для ідеального випадку – форма імпульсів струму навантаження (рис. 4.9) прямокутна і тривалість імпульсів струму становить  $2\pi/3$ , діюче

значення 1-ї гармоніки струму навантаження становить

$$I_{H(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d. \quad (4.7)$$

Діюче значення фазної напруги знайдемо, виходячи із потужності навантаження, що дорівнює потужності у колі постійного струму

$$P_H = P_d = U_d I_d = U_{H(1)} I_{H(1)} \cos \varphi.$$

З урахуванням виразу (4.7) для першої гармоніки струму отримуємо

$$U_{H(1)} = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U_d}{\cos \varphi}. \quad (4.8)$$

Деякі особливості мають місце у процесі комутації. Нехай спочатку відкриті тиристори  $VS1$ ,  $VS6$  з діодами  $VD1$ ,  $VD6$  і струм тече у фазах  $A$  і  $C$  навантаження. Комутуючі конденсатори заряджені до напруги  $U_C$  з полярністю, що подана на рисунку 4.8 ( $C2$  і  $C4$  – розряджені). При вмиканні чергового тиристора  $VS2$  (рис. 4.8) до тиристора  $VS1$  прикладена

зворотна напруга з боку конденсатора  $C1$ , що призводить до його вимкнення. Постійний струм джерела перемикається на тиристор  $VS2$ , проте струм у фазі  $B$  навантаження відсутній, оскільки діод  $VD2$  вимкнений зворотною напругою з боку  $C1$ . Струм фази  $A$  замикається за паралельним гілками, що утворені конденсаторами  $C1$  і  $C2$ ,  $C3$  (що з'єднані послідовно). Конденсатор  $C1$  перезаряджається, напруга на ньому знижується. Доки напруга на  $C1$  не зменшиться до 0, до тиристора  $VS1$  прикладена зворотна напруга, що необхідно для відновлення запиральних властивостей. Коли напруга на  $C1$  зрівнюється з лінійною  $u_{AB}$ , на навантаженні вмикається діод  $VD2$  і починається комутація струму з фази  $A$  на фазу  $B$ . Струм у фазі  $A$  зменшується до 0, а у фазі  $B$  зростає таким чином, що їх сума постійна і дорівнює струму джерела. Конденсатор продовжує перезаряджатися до напруги  $-U_C$ , що має зворотну полярність до вихідної. При зменшенні струму через  $C1$  до 0 діод  $VD1$  вимикається – процес комутації завершено, струм джерела тече у фазі  $B$ . Конденсатор  $C3$  розряджено до 0,  $C2$  заряджається до напруги  $+U_C$ . До вмикання  $VS3$  розряджанню конденсаторів на навантаження перешкоджають відсічні діоди. Наступні цикли комутації здійснюються аналогічно, з порядком перемикань, що задано на рисунку 4.9.

**Приклад 4.2.** Розрахувати трифазний мостовий АІС з відсічними діодами, що використовується для двигуна змінного струму з  $P_{НОМ} = 50$  кВт,

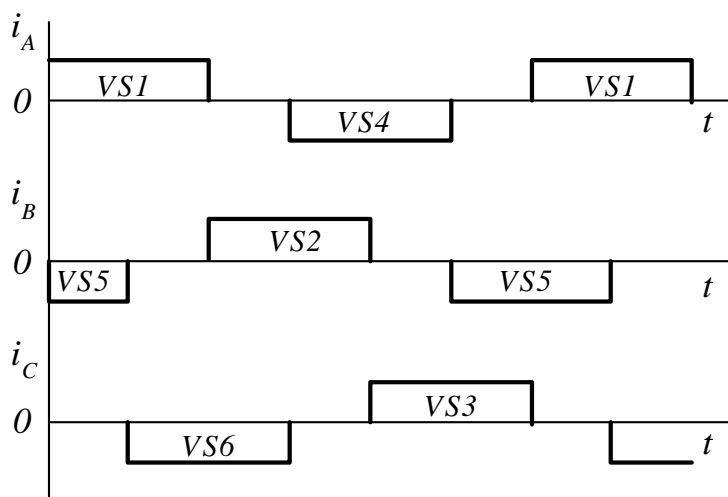


Рисунок 4.9 – Принцип формування вихідного струму трифазного АІС

$U_{НОМ}=380$  В,  $\eta_{НОМ}=0,9$ ,  $\cos\varphi=0,8$ . Діапазон регулювання частоти  $f=5\div 50$  Гц.

**Розв'язання.** Номінальний струм і напругу двигуна прирівнюємо до першої гармоніки  $I_{НОМ} = I_{H(1)} = \frac{P_{НОМ}}{\sqrt{3} \cdot U_{НОМ} \cos \varphi_{НОМ} \eta_{НОМ}} = \frac{50000}{\sqrt{3} \cdot 380 \cdot 0,8 \cdot 0,9} = 105,5$  А.

Згідно з (4.7) значення струму у колі постійного струму

$$I_d = I_{H(1)} \frac{\pi}{\sqrt{6}} = 135,3 \text{ А.}$$

Напругу у колі постійного струму визначимо з балансу активної потужності  $P_{НОМ}=P_d=U_d I_d$  звідки  $U_d=P_{НОМ}/I_d=50000/135,3=369,5$  В.

Середнє значення струму тиристорів і відсічних діодів, тривалість провідного стану яких становить  $T/3$ , визначається як і у схемі КВ

$$I_{VTCP} = I_{VDCP} = I_d/3 = 135,3/3 = 45,1 \text{ А.}$$

Максимальна напруга для вибору вентилів АІС визначається з урахуванням початкової (максимальної) напруги на комутуючих конденсаторах

$$U_{CO} = K_U \cdot U_{ЛНм(1)} = (1,8-2) \sqrt{2} \cdot 380 = 1000 \text{ В,}$$

де  $K_U \leq 1,8-2,0$ ,  $U_{ЛНм(1)}$  - амплітуда першої гармоніки лінійної напруги навантаження. Обираємо тиристори типу Т142-50-10 ( $t_{ВДН}=8$  мкс) і діоди типу Д132-50-10.

Відповідний кут  $\beta = 2\pi f t_{ВДН} = 0,00251$  рад. (визначаємо для максимального значення частоти – 50 Гц), що становить  $\beta = 0,144^\circ$ . Обираємо значення  $\beta$  з запасом  $\beta = 5^\circ$ .

Ємність конденсаторів у схемі АІС визначимо згідно з (4.5). При цьому враховуємо, що конденсатори за наявності відсічних діодів забезпечують лише реактивну потужність на комутацію (кількість конденсаторів у схемі - 6).

$$\text{Таким чином, } C = \frac{P_{НОМ} \operatorname{tg} \beta}{6\omega \cdot U_{НОМ}^2} = \frac{50000 \cdot \operatorname{tg} 5}{6 \cdot 314 \cdot 380^2} = 0,000016 \text{ Ф} = 16 \text{ мкФ.}$$

Згладжувальний дросель (реактор) обираємо з умови, що пульсації струму на вході АІС не перевищують 5 %. Для живлення АІС використовують керований випрямляч за трифазною мостовою схемою. При цьому найбільша гармоніка на виході КВ – шоста. Амплітуда відповідної гармоніки (п. 2.1.3)

$$U_{m(6)} = \frac{2U_{до}}{k^2 - 1} = 2 \cdot 369,5/35 = 21,11 \text{ В.}$$

Амплітуда відповідної гармоніки струму становить  $I_{m(6)} = 0,05 I_d = 6,77$  А.

$$\text{Індуктивність реактору } L \geq \frac{U_{m(6)}}{I_{m(6)} 6\omega} = 0,00166 \text{ Гн} = 1,66 \text{ мГн.}$$

Слід відзначити, що чим більша індуктивність реактору тим краще.

#### 4.1.2 Автономний інвертор струму на повністю керованих ключах

Схема трифазного мостового АІС при імпульсному формуванні вихідного струму виконується на ключах з однобічною провідністю, що вимикаються за колом керування (на рис. 4.10 – тиристори) і містить на вході дросель із значною індуктивністю ( $L_d$ ), а також ємнісний фільтр вищих гармонік ( $C_{ВНХ}$ ). Вхід-

ний дросель не допускає миттєвого розриву кола постійного струму. Вихідний фільтр необхідний для сумісності інвертору як імпульсного джерела струму з індуктивним навантаженням, яке не допускає стрибкоподібної зміни струму, і

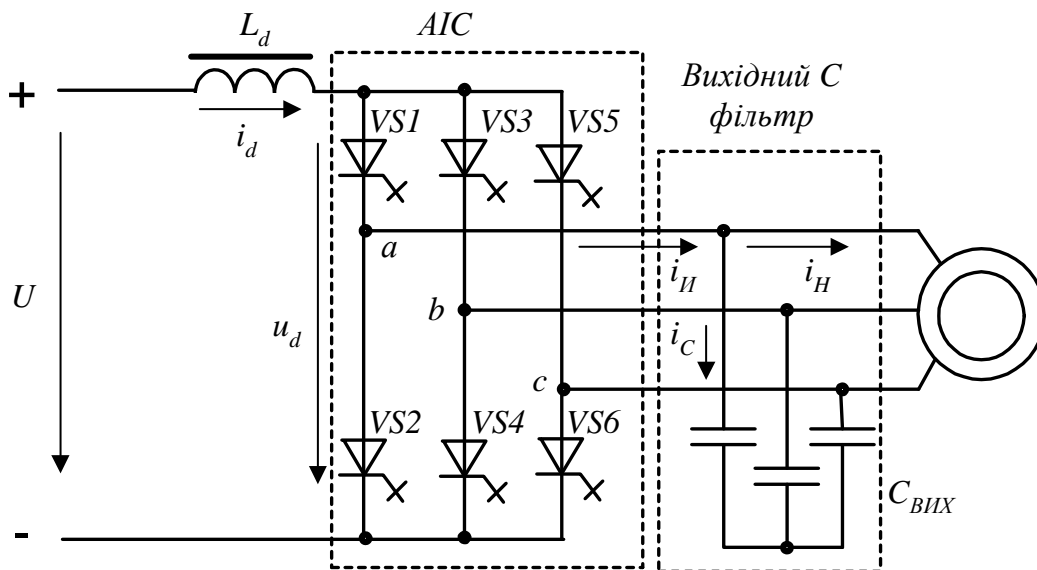


Рисунок 4.10 – Структура силових кіл АІС

забезпечує комутацію струму навантаження під час вимкнення ключів АІС.

Незалежно від алгоритму роботи АІС формує у вихідних фазах струми  $i_H$  імпульсної форми, які є сумою струмів конденсатора  $i_C$  і навантаження  $i_H$  ( $i_H = i_C + i_H$ ). При імпульсному вихідному струмі АІС ємнісний фільтр істотно змінює його режим роботи, що ускладнює завдання отримання синусоїдального струму навантаження під час використання ШІМ.

Можливості АІС по вихідній напрузі обмежені, що може накласти обмеження для схеми перетворювача. Так, якщо на вході АІС використовується активний випрямляч струму (АВС) з векторною ШІМ (див. п. 5.2) граничне значення його випрямленої напруги  $U_d = 2,12U_{\phi C}$  ( $U_{\phi C}$  – фазна напруга мережі). Максимальне потрібне значення напруги на вході АІС  $U_d$  можна визначити, виходячи з рівності активної потужності на вході і виході АІС (втратами енергії в схемі АІС нехтуємо)  $P_d = U_d \cdot I_d = 3U_{\phi} \cdot I_H \cos \varphi$  ( $U_{\phi}$  – номінальна фазна напруга навантаження АІС). Відповідно до векторної діаграми перших гармонік струмів вихідної фази АІС (рис. 4.11) отримуємо  $P_d = U_d \cdot I_d = 3U_{\phi} \cdot I_{H(1)} \cos \beta$ . При використанні ШІМ і коефіцієнті модуляції за амплітудою  $\mu=1$  значення

$I_{H(1)} = \frac{I_{Hm(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}$ . Звідки потрібне значення напруги становить

$$U_d = \frac{3}{\sqrt{2}} U_{\phi} \cos \beta = 2,12 U_{\phi} \cos \beta. \quad (4.9)$$

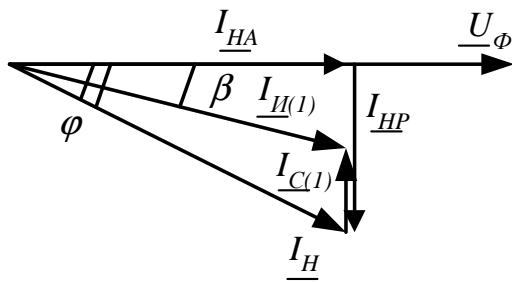


Рисунок 4.11 – Векторна діаграма для вихідної фази АІС у випрямному режимі

Якщо не використовується повна компенсація реактивного струму навантаження  $I_{HP}$  то  $\cos\beta < 1$  і є деякий запас за напругою. Таким чином, АІС може використовуватися без вхідного трансформатора при безпосередньому підключенні до мережі змінного струму (за  $U_\phi = U_{\phi C}$ ).

Під час визначення алгоритму керування АІС необхідно враховувати такі особливості використання схе-

ми для комутації струму джерела  $I_d$ :

- а) не можна розривати струм джерела – завжди повинні проводити ключі в двох плечах моста;
- б) варто виключити к.з. навантаження, коли замкнуті три ключа АІС, що підключають його виходи до одного затискача джерела;
- в) під час використання безструмових пауз (нульових станів) для регулювання вихідного струму замикаються ключі одного плеча АІС для протікання струму джерела.

#### 4.1.2.1 Автономний інвертор струму з формуванням у навантаженні синусоїдального струму

Виходимо з того, що струм на вході АІС постійний  $i_d = I_d$ . Вихідний струм фази АІС  $i_H$  при цьому має форму імпульсів позитивної або негативної полярності і може приймати три значення  $I_d$ , 0,  $-I_d$ . У разі використання ШІМ ключі АІС перемикаються з високою частотою модуляції  $f_M$ . Змінюючи тривалість – ширину імпульсу можна задавати визначене середнє значення струму  $i_H$  за період модуляції  $T = 1/f_M$  (такт модуляції)  $I_{HCP}$ . Граничне середнє значення  $I_{HCP} = \pm I_d$ . Змінюючи значення  $I_{HCP}$  на кожному такті модуляції можна сформувати  $I_{HCP}(t)$  за певним законом. Таким чином, для синусоїдального закону отримуємо  $i_{H(1)} = I_{HCP}(t) = I_m \sin \omega t = \mu I_d \sin \omega t$  ( $i_{H(1)}$  – перша гармоніка вихідного струму,  $\mu = (0-1)$  – коефіцієнт модуляції за амплітудою). Вищі гармоніки струму замикаються через конденсатори фільтра, перша гармоніка надходить до кола навантаження.

Використання ШІМ для трифазного АІС має певні особливості порівняно з АІН. Розглянемо можливі варіанти реалізації ШІМ.

**Вибіркова ШІМ** (*selected harmonic elimination (SHE) PWM*) з обмеженням вищих гармонік струму низького порядку [35]. Виходимо з того, що завжди відкриті ключі у двох плечах. На рисунку 4.12, а показано діаграми струму у вихідних фазах АІС за п'яти імпульсів у напівперіоді вихідного струму. При цьому на інтервалі  $(0, \pi/3)$  імпульси струму фази  $c$  ( $i_c$ ) є інверсією імпульсів струму фази  $a$  ( $i_a$ ), а струм у фазі  $b$  ( $i_b$ ) є безперервним. У той же час імпульси

струму  $i_a$  на інтервалі  $(\pi/6, \pi/3)$  є інверсією відносно імпульсів  $i_a$  на інтервалі  $(0, \pi/6)$ .

Амплітуда  $k$ -ї гармоніки струму ( $k=6l\pm1$ )

$$I_{m(k)} = \frac{4}{\pi k} [\cos k\alpha_1 - \cos k\alpha_2 + \cos k\pi/6 - \cos k(\pi/3 - \alpha_2) + \cos k(\pi/3 - \alpha_1)].$$

Відзначимо, що у цьому виразі є дві змінні величини  $\alpha_1$  та  $\alpha_2$ . Це дозволяє обмежити (виключити) з гармонійного складу струму фази АІС дві гармоніки 5-у та 7-у. Так, умова виключення гармонік  $I_{m(5)}=I_{m(7)}=0$  виконується за  $\alpha_1=7,93^\circ$  і  $\alpha_2=13,73^\circ$ .

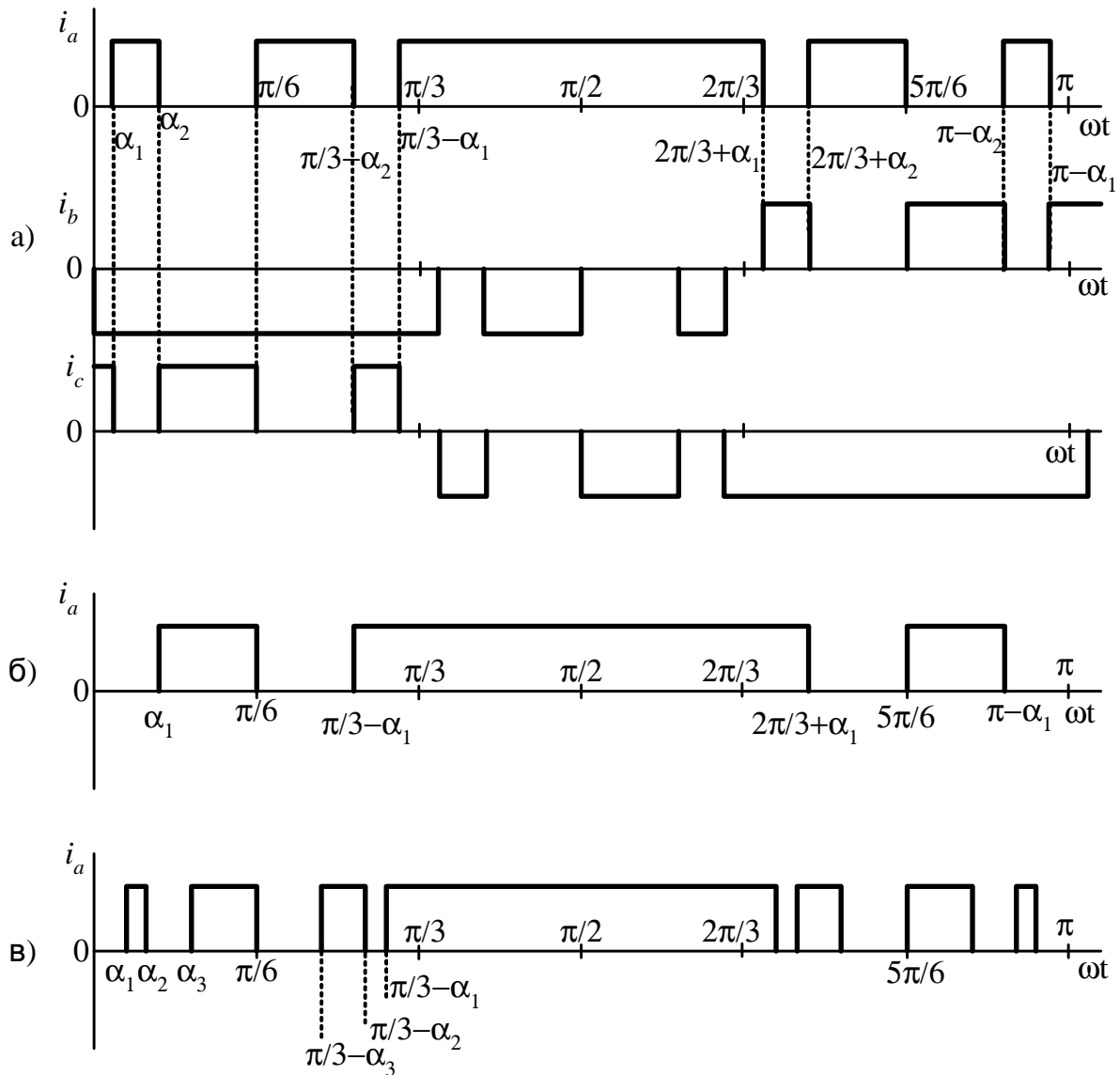


Рисунок 4.12 – Діаграми імпульсів струму при вибірковій ШІМ:

а) п'ять імпульсів у на півперіоді; б) три імпульси у на півперіоді;

в) сім імпульсів у на півперіоді

За трьох імпульсів (рис. 4.12, б) існує тільки одна змінна  $\alpha_1$ , це дозволяє виключити 5-у гармоніку. Цьому відповідає значення  $\alpha_1=18^\circ$ .

За семи імпульсів (рис. 4.12, в) існує три змінних  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ , це дозволяє виключити 5-у, 7-у, 11-у гармоніки. Цьому відповідає значення  $\alpha_1=2,24^\circ$ ,  $\alpha_2=5,6^\circ$  і  $\alpha_3=21,26^\circ$ .

Регулювання амплітуди першої гармоніки вихідного струму АІС передбачає регулювання постійного струму на вході АІС або змінювання значень кутів  $\alpha_i$ . У останньому випадку гармонійний склад вихідного струму погіршується, оскільки можливо лише часткове придушення гармонік низького порядку. Окрім того, регулювання можливо тільки в певних межах. Реалізація цього принципу керування потребує попередніх розрахунків і достатньо складна, проте він широко використовується у перетворювачах частоти (п. 6.1.1.2).

**Трапецеїдальна ШІМ.** Використовує той же підхід, що і вибіркова ШІМ за одночасного вмикання ключів у двох плечах мосту [35]. Проте її реалізація не потребує попередніх розрахунків і значно простіша. При цьому (рис. 4.13) на інтервалі  $(\pi/3, 2\pi/3)$  вихідний струм постійний, на інших імпульси формуються шляхом порівняння за рівнем заданої напруги трапецеїдальної форми  $u_{ЗД}$  та модулюючої напруги трикутної форми  $u_{ТР}$  за умови, що  $u_{ЗД} \geq u_{ТР}$ . Амплітуда  $u_{ЗД}$  регулюється, що дозволяє в певних межах змінювати амплітуду першої гармоніки вихідного струму АІТ, або забезпечити придушення вищих гармонік. Так, при кількості імпульсів у напівхвилі вихідного струму 21 і співвідношенні амплітуди напруги  $u_{ЗДm}/u_{ТРm}=0,82$  [35] значення 5-ї гармоніки – нуль, а 7-ї, 11-ї та 13-ї гармонік, становить відносно до першої 4 %, 1 % і 2 %, відповідно.

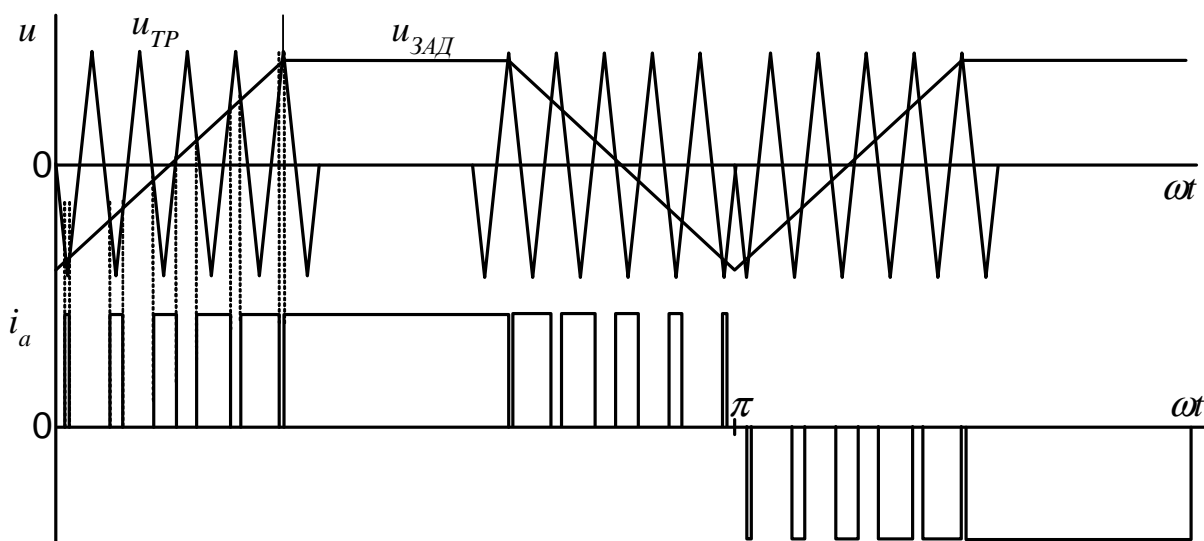


Рисунок 4.13 – Принцип реалізації трапецеїдальної ШІМ

Варто зазначити, що можливості розглянутих методів обмежені і це, насамперед, пов'язано з відсутністю регулювання вихідного струму на інтервалі  $(\pi/3, 2\pi/3)$ .

**Векторна ШІМ.** Розглянемо формування вихідного струму АІС з використанням методу просторового вектора (векторна ШІМ (ВШІМ)), який забезпечує найбільш повне використання АІС за струмом за мінімальної кількості перемикань ключів. Необхідно також зазначити, що формується вектор вихідного



струму АІС, вектора струму навантаження і вихідної напруги визначаються параметрами навантаження і ємністю конденсаторів вихідного фільтра.

Сутність методу просторового вектора стосовно до формування вихідної напруги АІН докладно розглянуто в п. 4.2.5.3. Розглянемо особливості реалізації стосовно схеми АІС.

Можливі стани схеми АІС (а+ визначає замикання верхнього ключа у плечі  $a$  (фаза  $a$ ), а- – відповідно замикання нижнього ключа), вихідні струми і відповідні їм кути повороту  $\beta$  просторового вектора струму подані в таблиці 4.1. Побудову вектора 1 ілюструє рисунок 4.14. При цьому вісь дійсних чисел поєднується з вектором струму фази  $A$ , а результуючий вектор струму  $I_P$  випереджає його на кут  $\beta=30^\circ$ . При цьому отримуємо 6 ненульових векторів (табл. 4.1) і три нульових, коли навантаження від АІС відключено і замкнені обидва ключі в одному з плечей схеми. Положення вектора струму подані на рисунку 4.15, а.

Таблиця 4.1 – Можливі стани схеми АІС

№ вектора	Замкнуті ключі		$i_A$	$i_B$	$i_C$	$\beta,^\circ$
1	а+	с-	$I_d$	0	$-I_d$	30
2	в+	с-	0	$I_d$	$-I_d$	90
3	в+	а-	$-I_d$	$I_d$	0	150
4	с+	а-	$-I_d$	0	$I_d$	210
5	с+	в-	0	$-I_d$	$I_d$	270
6	а+	в-	$I_d$	$-I_d$	0	330
0	(а+,а-),(в+,в-),(с+,с-)		0	0	0	0

Для визначення відносної (до періоду модуляції  $T$ ) тривалості знаходження схеми в станах, які забезпечують формування синтезованого обертового просторового вектора  $\underline{I}$  (з траєкторією, яка наближається до кола) для сектора в  $60^\circ$  (рис. 4.15, б) можна використовувати співвідношення (п. 4.2.5.3)

$$\delta_1 = \mu \sin(60^\circ - \theta); \delta_2 = \mu \sin \theta; \delta_0 = 1 - \delta_1 - \delta_2, \quad (4.10)$$

де  $\theta$  – кут повороту синтезованого вектора,  $\delta_1, \delta_2, \delta_0$  – відносна тривалість (до  $T$ ) знаходження схеми в станах, відповідних ненульовим векторам  $\underline{I}_1$  і  $\underline{I}_2$  і нульовому, коли АІС відключений від мережі, період модуляції відповідає 1,  $\mu = (0 \div 1)$  – коефіцієнт модуляції за амплітудою (визначається як  $\mu = I_m / I_d$ ).

Приклад, який пояснює реалізацію ВШІМ. Орієнтуючись на п. 4.2.5.3, розглянемо принцип реалізації ВШІМ з дискретністю пересування вектора  $6^\circ$ . Коефіцієнти для визначення тривалості станів схеми в секторі  $60^\circ$  розраховані згідно з (4.10) і подані в таблиці 4.3.

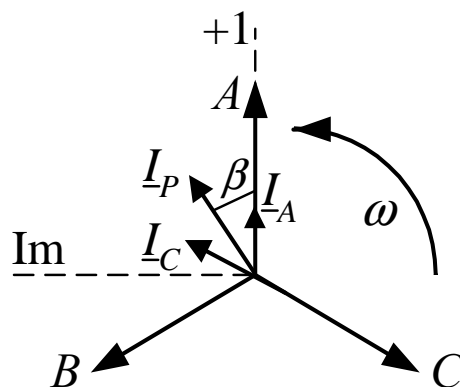


Рисунок 4.14 – Побудова просторового вектора струму на виході АІС

Комбінації станів ключів в плечах інвертора А, В, С для відповідних секторів просторового вектора подані в таблиці 4.2. Символ 1 показує, що замкнутий верхній ключ плеча ( $a+$ ,  $b+$ ,  $c+$ ), а символ 0, що замкнутий нижній ключ ( $a-$ ,  $b-$ ,  $c-$ ). Символи 0,1 показують, що в цій фазі замкнені обидва ключі - верхній і нижній, що відповідає нульовому вектору.

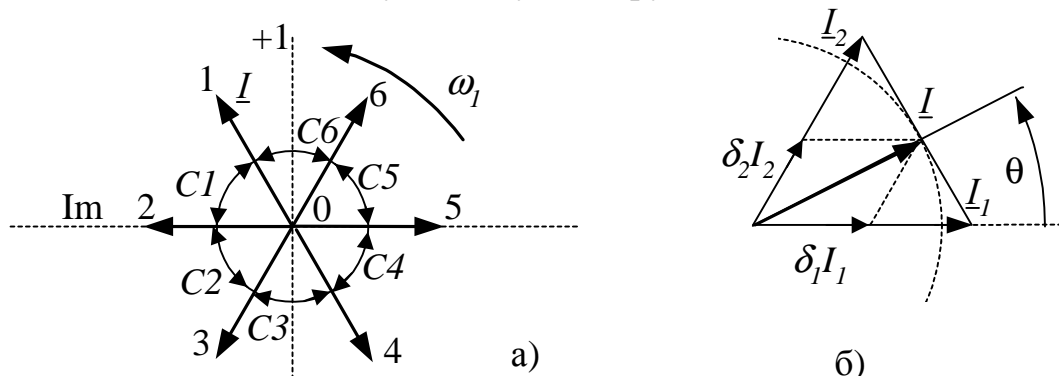


Рисунок 4.15 – Формування просторового вектора вихідного струму

Логіка роботи схеми. У секторі С1 у плечі С замкнутий ключ  $c-$ . В інших плечах: ключ  $a+$  вмикається на інтервалі часу  $T_1$ , ключ  $b+$  вмикається на інтервалі  $T_2$ , на інтервалі  $T_0$  вмикається ключ  $c+$ .

Таблиця 4.2 – Стани схеми АІС

№ сектора	C1			C2			C3			C4			C5			C6		
	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c
$T_1$	1		0		1	0	0	1		0		1		0	1	1	0	
$T_2$		1	0	0	1		0		1		0	1	1	0		1		0
$T_0$			0,1		1,0		0,1					1,0		0,1		1,0		

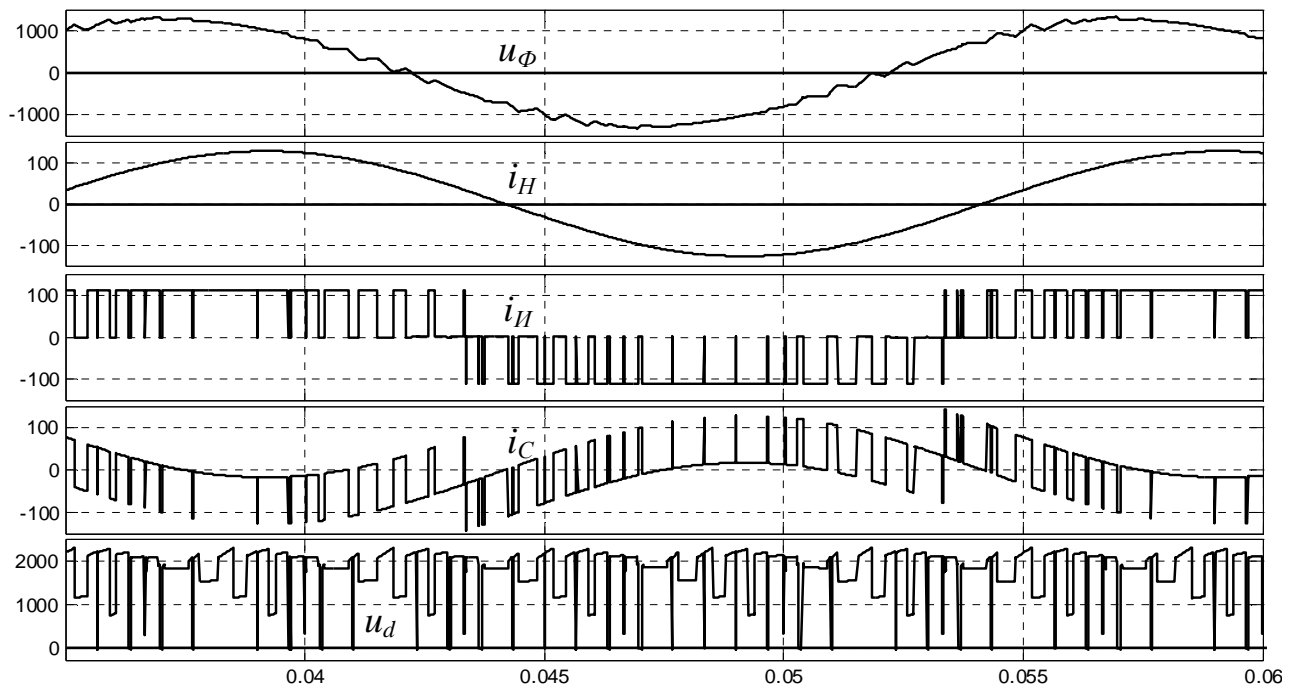
Наведемо кожному із секторів C1 - C6 у відповідність логічні сигнали C1 - C6. Аналогічно для інтервалів -  $T_1$   $T_2$   $T_0$ . Згідно з цим можна скласти логічні рівняння, що визначають стан ключів схеми інвертора:

$$\begin{aligned}
 a+ &= C6 + C1 \cdot T_1 + C3 \cdot T_0 + C5 \cdot T_2, & a- &= C3 + C6 \cdot T_0 + C2 \cdot T_2 + C4 \cdot T_1, \\
 b+ &= C2 + C1 \cdot T_2 + C3 \cdot T_1 + C5 \cdot T_0, & b- &= C5 + C6 \cdot T_1 + C2 \cdot T_0 + C4 \cdot T_2, \\
 c+ &= C4 + C1 \cdot T_0 + C3 \cdot T_2 + C5 \cdot T_1, & c- &= C1 + C6 \cdot T_2 + C2 \cdot T_1 + C4 \cdot T_0.
 \end{aligned}
 \quad (4.11)$$

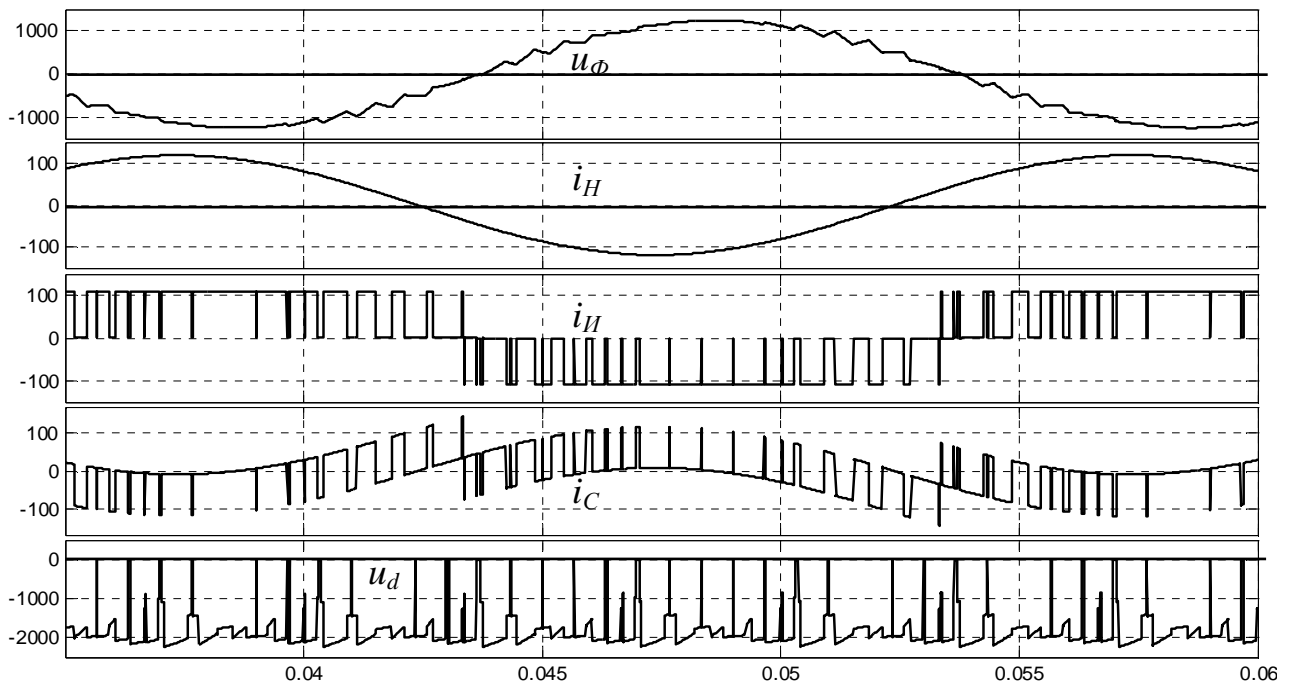
Осцилограми вихідної напруги АІС ( $u_\phi$ ), струмів  $i_H$ ,  $i_U$ ,  $i_C$ , напруги на вході АІС  $u_d$  при  $f_{ВЛХ}=50$  Гц для режиму інвертування і випрямного режиму роботи наведені на рисунку 4.16. Відзначимо, що під час переходу у випрямний режим (зміні напрямку передачі енергії) змінюється полярність напруги на вході АІС  $u_d$ .

Система керування АІС у цьому випадку формує першу гармоніку вихідного струму АІС, у той час як фаза і амплітуда струму навантаження невизначені (див. рис. 4.11) і залежать від кута  $\beta$  і  $I_{C(L)}$  (визначається ємністю  $C$  вихідного фільтра, вихідною напругою і його частотою). Ця обставина ускладнює

реалізацію замкнутих систем електроприводів змінного струму з векторним керуванням.



а)



б)

Рисунок 4.16 – Осцилограми напруги і струмів АІС (ВШІМ) при  $f_{ВНХ}=50$  Гц:

а) режим інвертування; б) випрямний режим

Як видно з наведених на рисунку 4.16 осцилограм, вихідна напруга АІС при використанні ШІМ практично синусоїдальна, до того ж незалежно від його частоти.

#### 4.1.2.2 Автономний інвертор струму в режимі джерела синусоїдальної напруги

Перевагою АІС порівняно з АІН є те, що його вихідна напруга майже синусоїдальна, у той час як у АІН формування синусоїдальної напруги досягається суттєвим ускладненням схеми. Крім того, використання АІС в режимі джерела синусоїдальної напруги дозволяє застосовувати добре відпрацьовані на цей момент принципи реалізації систем векторного керування для електроприводів змінного струму.

Розглянемо один із можливих принципів керування, який забезпечує роботу АІС в режимі джерела синусоїдальної вихідної напруги. При цьому в системі керування використовуються три релейних (гістерезисних) регулятори напруги (РРН) для вихідних фаз АІС. На перші входи РРН подаються задані синусоїдальні напруги для фаз навантаження  $u_{зАД}$ , на другі входи виміряні напруги на конденсаторах фільтра (фазні напруги навантаження). Для РРН задається допустиме відхилення  $\delta$  вихідної фазної напруги  $u_\phi$  відносно заданого значення  $u_{зАД} = U_{1m} \sin \omega t$ . Для позитивної напівхвилі  $u_\phi$ , якщо  $u_\phi < (u_{зАД} + \delta)$ , то РРН формується сигнал  $P=1$  на вмикання ключа, що забезпечує протікання у вихідній фазі АІС струму  $i_{II}$  позитивної полярності. При цьому напруга фази АІС плавно зростає до досягнення значення  $u_\phi \geq (u_{зАД} + \delta)$ , коли на виході РРН встановлюється  $P=0$ , що призводить до відключення ключа. Напруга конденсатора відповідної фази АІС знижується, у разі досягнення її значення  $u_\phi < (u_{зАД} - \delta)$  знову встановлюється  $P=1$ . Таким чином, напруга  $u_\phi$  підтримується в «коридорі» значень  $(u_{зАД} - \delta) \leq u_\phi \leq (u_{зАД} + \delta)$ . Для негативної напівхвилі  $u_\phi$  аналогічним чином формується сигнал  $N$  на вмикання ключа, що забезпечує протікання у вихідній фазі АІС струму негативної полярності.

Формування імпульсів керування ключами АІС здійснюється відповідно до першої гармоніки струму  $i_{II}$  (рис. 4.11), яка відстає на кут  $\beta$  від напруги  $u_\phi$ .

Принцип формування вихідної напруги АІС ілюструє рисунок 4.17, де пе-

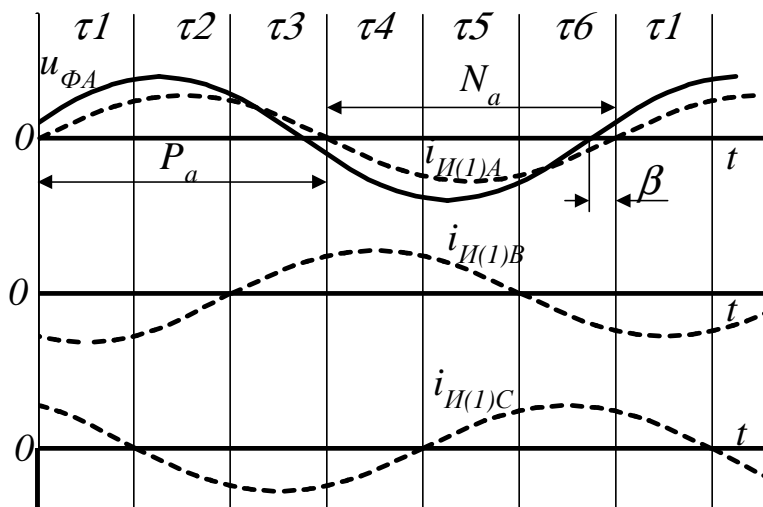


Рисунок 4.17 – Принцип формування вихідної напруги АІС

ріод вихідної напруги розподілено на шість інтервалів ( $\tau_1 - \tau_6$ ). На інтервалі  $\tau_1$  струми у вихідних фазах  $a$  і  $c$  є позитивними і формуються при вмиканні ключів  $VS1$  і  $VS5$  відповідними релейними регуляторами ( $P_a$  і  $P_c$ ). Струм у фазі  $b$  при цьому негативний і протікає через постійно відкритий ключ  $VS4$ . У разі вмикання ключів  $VS1$  і  $VS5$  вмикається ключ  $VS3$  у фазі  $b$ , забезпечуючи протікання струму джерела через ключі  $VS3$  і  $VS4$ .

Напруги керування ключами АІС формуються відповідно до рівнянь:

$$\begin{aligned} K1 &= (Pa \wedge \tau_1) \vee \tau_2 \vee (Pa \wedge \tau_3) \vee \tau_5 \wedge (\overline{Pb \vee Pc}), \\ K2 &= (Na \wedge \tau_4) \vee \tau_5 \vee (Na \wedge \tau_6) \vee \tau_2 \wedge (\overline{Nb \vee Nc}), \\ K3 &= (Pb \wedge \tau_3) \vee \tau_4 \vee (Pb \wedge \tau_5) \vee \tau_1 \wedge (\overline{Pa \vee Pc}), \\ K4 &= (Nb \wedge \tau_6) \vee \tau_1 \vee (Nb \wedge \tau_2) \vee \tau_4 \wedge (\overline{Na \vee Nc}), \\ K5 &= (Pc \wedge \tau_5) \vee \tau_6 \vee (Pc \wedge \tau_1) \vee \tau_3 \wedge (\overline{Pa \vee Pb}), \\ K6 &= (Nc \wedge \tau_2) \vee \tau_3 \vee (Nc \wedge \tau_4) \vee \tau_6 \wedge (\overline{Na \vee Nb}). \end{aligned} \quad (4.12)$$

Так, стан ключа  $VS1$  ( $K1$ ) фази  $a$  відповідно до (4.12) на інтервалах  $\tau_1$  і  $\tau_3$  визначається релейним регулятором цієї фази  $P_a$ , на інтервалі  $\tau_2$  ключ відкритий. Зазначені інтервали відповідають позитивній напівхвилі вихідного струму. Цей ключ включається також і у разі формування негативної напівхвилі струму на інтервалі  $\tau_5$  разом із ключем  $VS2$  ( $K2$ ), коли ключі у фазах  $b$  і  $c$  АІС відключені. Цим забезпечується замикання струму на вході АІС при відключених вихідних фазах.

Значення змінних  $\tau_i$ , що приймають одиничне значення  $\tau_i=1$  на відповідних інтервалах ( $\tau_1 \div \tau_6$ ) визначаються з урахуванням кута зсуву фаз  $\beta$  вихідного струму АІС  $i_H = I_{Im(1)} \sin(\omega t - \beta)$  відносно напруги завдання ( $u_{\phi A}$ )  $u_{3AD} = U_{3ADm(1)} \sin(\omega t)$ . Варто зазначити, що цей алгоритм забезпечує мінімальну кількість перемикачів ключів, оскільки протягом 1/6 періоду вихідної частоти перемикач відсутній і відповідний ключ АІС відкритий постійно.

Осцилограми вихідної напруги АІС ( $u_{\phi}$ ), струмів  $i_H$ ,  $i_H$ ,  $i_C$ , напруги на вході АІС  $u_d$  за  $f_{ВІХ}=50$  Гц для режиму інвертування і випрямного режиму роботи наведені на рисунку 4.18.

Недоліком розглянутого принципу керування є використання кута  $\beta$ , що визначає фазу вихідного струму АІС.

*Уникнути прив'язки розподілу імпульсів керування до вихідному струму АІС дозволяє такий принцип керування.* Сутність його полягає у такому.

Вмикання ключа у плечі АІС відбувається:

- за наявності сигналу відповідної полярності з виходу релейного регулятора напруги (РРН) певної фази;
- за наявності сигналів із виходів РРН інших фаз на вмикання в них ключів, що забезпечують протікання струму протилежної полярності;
- за відсутності сигналів керування з виходів релейних регуляторів (замикання кола для протікання струму в ланці постійного струму).

У будь-який момент часу струм протікає в двох вихідних фазах, тобто його формування здійснюється одним із двох релейних регуляторів напруги цих фаз. Вибір працюючого регулятора (з двох регуляторів) здійснюється відповідно за найбільшим значенням відхилення напруги фази навантаження  $u_{\phi H}$  від заданого значення  $u_{3AD}$   $\Delta = |u_{3AD} - u_{\phi H}|$ . При цьому вводяться змінні  $Ka$ ,  $Kb$ ,  $Kc$ , які приймають одиничне значення, якщо для певної фази  $\Delta \geq (1,1 - 1,3)\delta$  ( $\delta$  – за-

дане для релейного регулятора відхилення напруги). Для вибору використовуються три функції RS тригера з пріоритетом за входом  $S$ , вихідна змінна яких  $Q$  приймає значення:  $Q=1$ , якщо  $S=1, R=0$  або  $R=1$ ;  $Q=0$ , якщо  $S=0, R=1$ . При цьому  $S_1=Kc$ ,  $R_1=Ka$ ,  $S_2=Kb$ ,  $R_2=Kc$ ,  $S_3=Ka$ ,  $R_3=Kb$ . Сигнали дозволу для регуляторів фаз АІС:  $a = \bar{Q}_1 + Q_3$ ,  $b = \bar{Q}_3 + Q_2$ ,  $c = \bar{Q}_2 + Q_1$ .

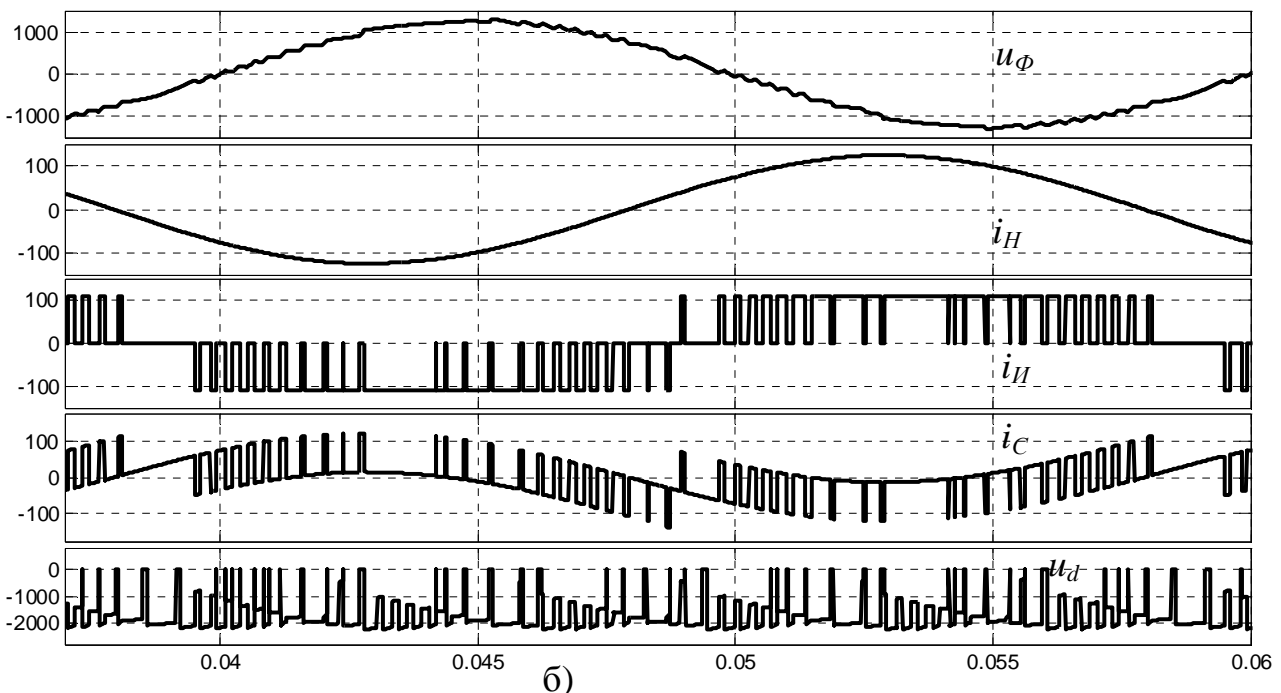
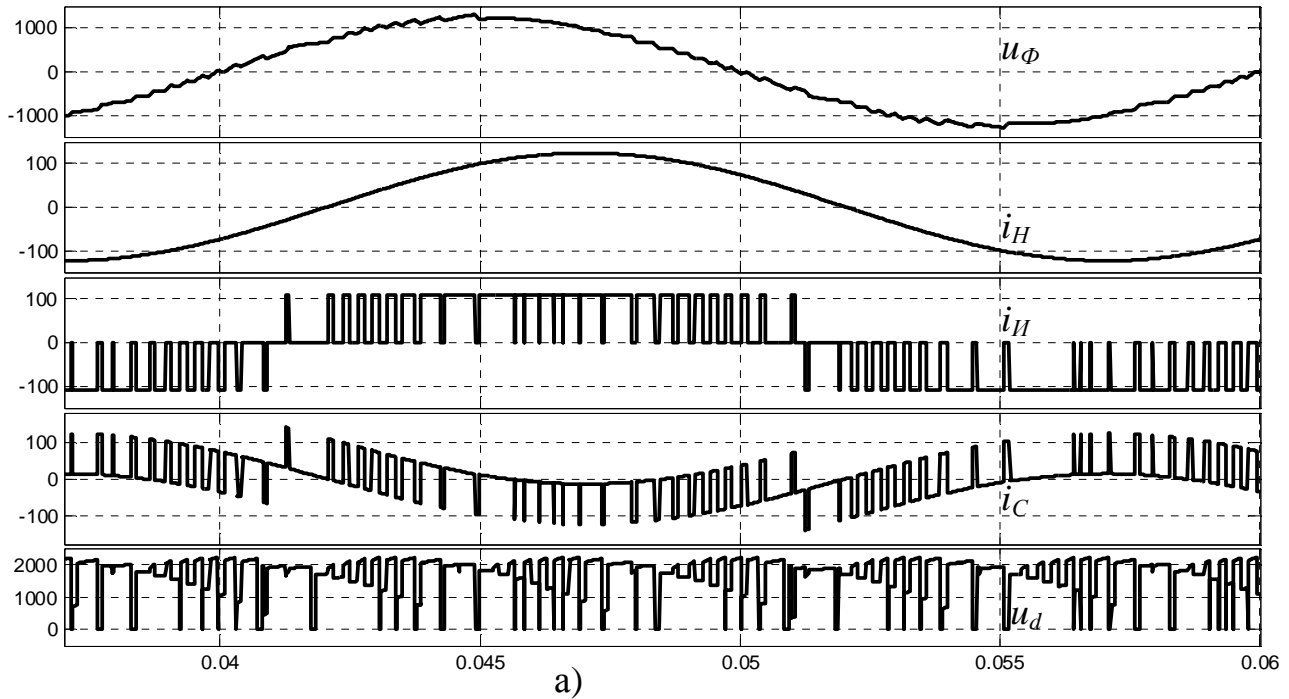


Рисунок 4.18 – Осцилограми напруги і струмів АІС при  $f_{ВНХ}=50$  Гц:

а) режим інвертування; б) випрямний режим

Напруга керування ключами АІС формується відповідно до рівнянь:

$$\begin{aligned}
K1 &= a( Pa \vee Nb \wedge \overline{Pc} \vee Nc \wedge \overline{Pb} \vee ( \overline{Pb \vee Pc \vee Nb \vee Nc} ) ), \\
K2 &= a( Na \vee Pb \wedge \overline{Nc} \vee Pc \wedge \overline{Nb} \vee ( \overline{Pb \vee Pc \vee Nb \vee Nc} ) ), \\
K3 &= b( Pb \vee Na \wedge \overline{Pc} \vee Nc \wedge \overline{Pa} \vee ( \overline{Pa \vee Pc \vee Na \vee Nc} ) ), \\
K4 &= b( Nb \vee Pa \wedge \overline{Nc} \vee Pc \wedge \overline{Na} \vee ( \overline{Pa \vee Pc \vee Na \vee Nc} ) ), \\
K5 &= c( Pc \vee Na \wedge \overline{Pb} \vee Nb \wedge \overline{Pa} \vee ( \overline{Pa \vee Pb \vee Na \vee Nb} ) ), \\
K6 &= c( Nc \vee Pa \wedge \overline{Nb} \vee Pb \wedge \overline{Na} \vee ( \overline{Pa \vee Pb \vee Na \vee Nb} ) ).
\end{aligned} \tag{4.13}$$

У разі використання розглянутого вище алгоритму із заданою фазою струму, що формується АІС, кількість перемикачів ключів мінімальна, оскільки відомо який ключ може включатися на цьому інтервалі часу – так під час формування позитивної напівхвилі струму фази (1-ї гармоніки) вмикається верхній ключ моста, а нижній тільки для замикання струму дроселя. Крім того, на одному з тактів (1/6 періоду) ключ постійно замкнутий.

У цьому випадку кількість перемикачів збільшується, оскільки для збільшення напруги включається один ключ плеча (струм  $i_H > 0$  див. рис. 4.19 – діаграма для  $i_{H2}$ ), для зменшення – інший, коли струм  $i_H$  змінює напрямок (тобто  $P=1$ , потім  $N=1$ ). Разом із тим, напруга на відключеній фазі навантаження за рахунок конденсатора вихідного фільтра не може змінюватися миттєво і у низькій випадків зміни його значення «вписуються» у коридор значень, що відпрацьовується релейним регулятором цієї фази.

На рисунку 4.19 показано відпрацьовування напруги фази навантаження (напруги на конденсаторі фільтра)  $u_2$  і вихідний струм цієї фази АІС  $i_{H2}$  під час використання дворівневого релейного регулятора напруги, а також напруга фази навантаження  $u_3$  і вихідний струм фази АІС  $i_{H3}$  у разі використання трирівневого регулятора.

Трирівневий РРН має три рівні вихідної напруги  $P=1$  ( $N=0$ ),  $P=N=0$  та  $N=1$  ( $P=0$ ). Так, у разі збільшення напруги ( $P=1$ ) і досягнення заданого значення відхилення РРН перемикається в нульовий стан (ключ вимикається і  $i_H=0$  див. рис. 4.19 – діаграма для  $i_{H3}$ ). Якщо через певний час ( $\tau$  на рис. 4.19) зниження напруги не відбулося, регулятор перемикається в стан  $N=1$  (включається інший ключ плеча моста). Це дозволяє уникнути зайвих перемикачів ключів.

Для обмеження частоти перемикачів ключів значенням  $f_{GP}$  на інтервалах, де зміна напруги фази АІС відбувається в зоні значень близьких до заданого рівня  $\Delta$ , мінімальна тривалість змінних  $Ka$ ,  $Kb$ ,  $Kc$  обмежується і не може бути менше  $1/f_{GP}$ .

АІС із РРН в режимі джерела синусоїдальної напруги не критичний до значення струму в ланці постійного струму  $I_d$ . Його значення може бути будь-яким за умови  $I_d > I_{d\text{МИН}}$  ( $I_{d\text{МИН}}$  – мінімальне значення струму, за якого можливе відпрацьовування заданого значення вихідної напруги).

При незмінному навантаженні і збільшенні значення  $I_d$  збільшується частота перемикачів ключів у плечах і тривалість «нульових» станів для підтримки постійним амплітуди першої гармоніки вихідного струму АІС. У «нульових» станах, коли навантаження відключено від джерела, струм дроселя  $I_d$  замика-

ється через ключі одного з плечей АІС. У разі використання реального джерела струму (з кінцевим значенням вихідного опору і напруги на вході) струм  $I_d$  в «нульових» станах зростає, що призводить до його збільшення і збільшення тривалості «нульових» станів. Таким чином, система є нестійкою у разі неконтрольованого збільшення струму  $I_d$ . Стабілізація можлива, якщо під час збільшення струму в «нульовому» стані збільшувати тривалість «ненульових» станів, що компенсують це збільшення струму. Це може бути досягнуто відповідним збільшенням напруги завдання, коли збільшується тривалість роботи РРН за його відпрацьовуванням. Для цього можна використовувати корекцію за завданням для АІС у функції миттєвого значення струму  $i_d$ .

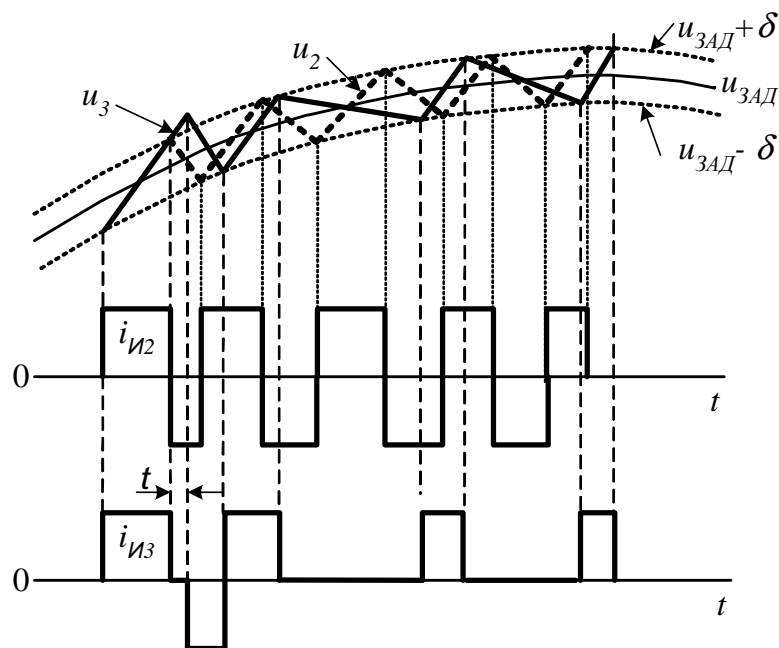


Рисунок 4.19 – Принцип роботи дво- і трирівневого релейних регуляторів напруги

Структурна схема системи керування АІС, що реалізує розглянуті принципи, наведена на рисунку 4.20. Вона містить три трирівневих релейних регулятора напруги РРН. Коло корекції завдання включає блок ділення (БД) і блок множення (БМ2). Формування імпульсів керування ключами АІС відповідно до (4.13) здійснюється блоком розподілу імпульсів (БРІ).

Важливою властивістю використання релейного принципу формування напруги АІС є те, що якість відпрацьовування вихідної напруги практично не залежить від амплітуди пульсацій вхідного струму  $i_d$ . Це дозволяє істотно зменшити індуктивність згладжувального дроселя порівняно з використанням ШІМ. У схемі керування випрямлячем бажано використовувати астатичну за середнім значенням  $i_d$  систему регулювання. Разом із тим, варто враховувати те, що збільшення амплітуди пульсацій вхідного струму  $i_d$  обумовлює додаткові перемикання ключів АІС.



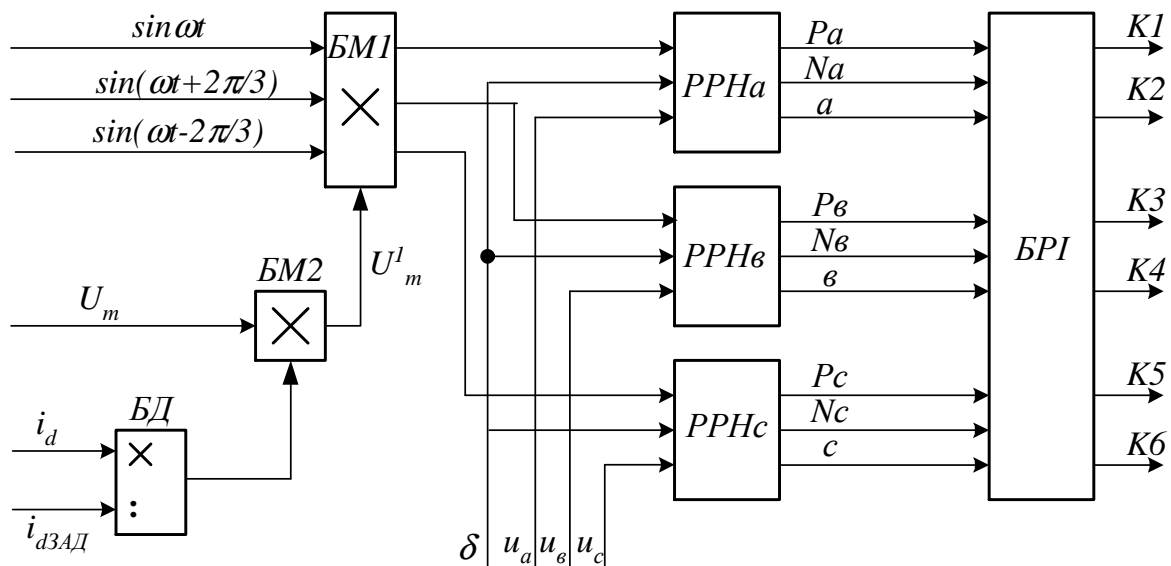


Рисунок 4.20 – Структурна схема системи керування АІС

Значення ємності  $C$  конденсаторів вихідного фільтра. Може вибиратися з різних міркувань. Чим більше  $C$ , тим менше швидкість зміни напруги і нижче частота перемикавання ключів АІС. Однак граничне значення  $C$  визначається, виходячи з обмежених можливостей АІС за вихідною напругою (4.9). Співвідношення (4.9) отримано для ідеалізованої схеми АІС. У реальній схемі АІС з АВС на вході при безпосередньому живленні від мережі (без трансформатора) і  $U_{\phi C} = U_{\phi}$  необхідно забезпечити запас за вихідною напругою з урахуванням падіння напруги в силових колах і можливого зниження напруги мережі на  $5 \div 10 \%$ . З урахуванням цього значення  $\cos \beta = \frac{1}{1,1} \div \frac{1}{1,05} = 0,909 \div 0,952$ . При цьо-

му реактивна потужність фільтра не перевищує  $60 \div 65 \%$  від реактивної потужності навантаження (двигуна).

Завдання значення струму  $I_d$  на вході АІС. Хоча АІС і працює в режимі джерела напруги, але формує при цьому струм  $I_H$  імпульсної форми з амплітудою  $I_d$ . Під час використання ШІМ і коефіцієнті модуляції за амплітудою  $\mu=1$

значення першої гармоніки  $I_{H(1)} = \frac{I_{Hm(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}$ . Мінімальне значення  $I_d$ , за якого

досягається відпрацьовування заданого значення вихідної напруги АІС, визначається першою гармонікою вихідного струму  $I_{d\min} = I_{um(1)}$ . Цьому відповідає коефіцієнт модуляції за амплітудою  $\mu=1$  і мінімальна кількість перемикань ключів АІС. Реактивна потужність вихідного ємнісного фільтра АІС  $Q_C = K Q_{\text{НОМ}}$  ( $Q_{\text{НОМ}}$  – номінальна реактивна потужність навантаження), при цьому  $I_{C(1)} = K I_{\text{ННОМР}} = K I_{\text{ННОМ}} \sin \varphi_{\text{НОМ}}$  ( $I_{\text{ННОМ}}$ ,  $I_{\text{ННОМР}}$  – струм навантаження в номінальному режимі та його реактивна складова). Вважаємо, що регулювання здійснюється за умови  $U/f = \text{const}$  і частота вихідної напруги  $f = \nu f_{\text{НОМ}}$ , при цьому ємніс-

ний опір  $X_C = \frac{1}{\nu \cdot (\omega_{\text{НОМ}} \cdot C)}$ , відповідно, перша гармоніка струму конденсатора

$I_{C(1)} = v^2 I_{CHOM} = v^2 K I_{HOM} \sin \varphi_{HOM}$ . Відповідно до векторної діаграми (див.

рис. 4.11) значення першої гармоніки вихідного струму АІС  $I_{H(1)} = \frac{I_H \cos \varphi}{\cos \beta}$  (де

$\beta = \arctg\left(\frac{I_H \sin \varphi - v^2 K I_{HOM} \sin \varphi_{HOM}}{I_H \cos \varphi}\right)$ ). Припустимо, що  $K=0,5$  і регулювання

здійснюється за постійного струму  $I_{HНОМ}$  і коефіцієнті потужності навантаження  $\cos \varphi=0,8$ , тоді за номінальної частоти  $I_d=0,854\sqrt{2}I_{HНОМ}$ , у разі зниження частоти вдвічі  $I_d=0,956\sqrt{2}I_{HНОМ}$ . За подальшого зниження частоти значення  $I_d$  наближається до амплітуди струму навантаження.

*Частота перемикання ключів АІС  $f_K$ .* Визначає втрати енергії в ключах, що особливо важливо під час використання високовольтних ключів. Крім розглянутих факторів значення  $f_K$  також визначається заданим значенням відхилення  $\delta$  і зростає у разі його зменшення. І тут потрібен розумний компроміс між досяжною якістю вихідної напруги (досягається при зменшенні  $\delta$ ), вибором значення  $I_d$  і частоти перемикання ключів. У разі зниження амплітуди вихідної напруги напруга  $U_d$  на вході АІС пропорційно знижується – втрати перемикання в ключах зменшуються, і значення  $f_K$  можна збільшувати.

Осцилограми вихідної напруги АІС  $u_{\phi a}$ , струму  $i_d$ , вихідного струму фази АІС  $i_H$ , струму фази навантаження  $i_a$ , а також напруга керування для ключа  $KI$  наведені на рисунку 4.21 за вихідної частоти  $f=50$  Гц.

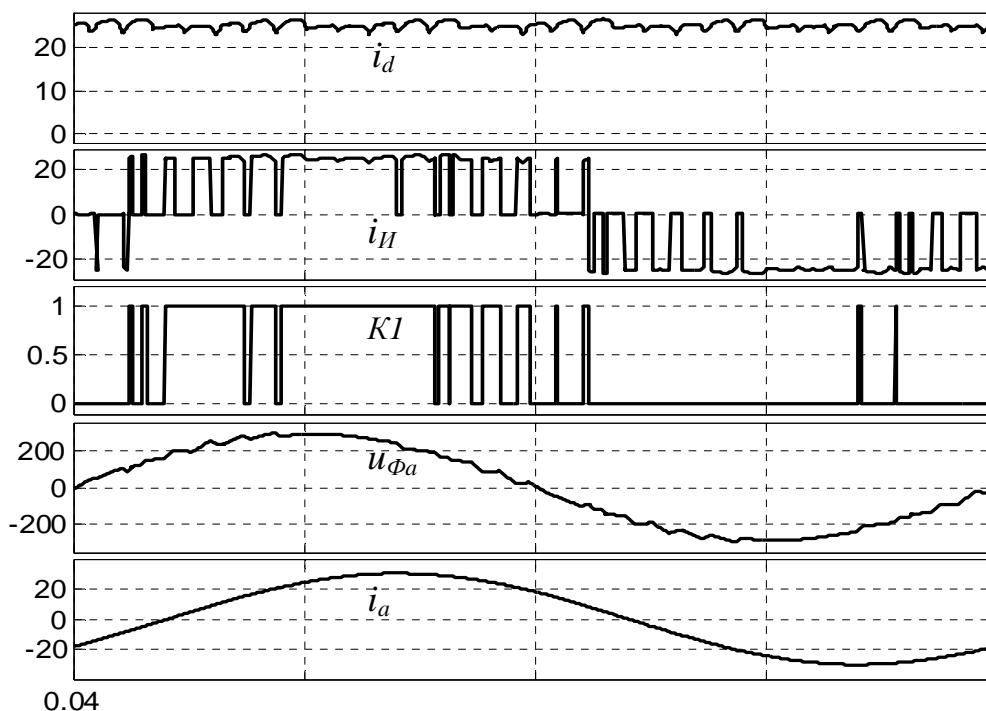


Рисунок 4.21 – Осцилограми вихідної напруги і струмів АІС

Наведена на рисунку 4.21 осцилограма демонструє можливість отримання високої якості напруги АІС при мінімальній кількості перемикань ключів і нечутливості до пульсацій струму на вході АІС.

## 4.2 Дворівневі автономні інвертори напруги

**Автономний інвертор напруги (АІН)** формує в навантаженні напругу, а форма струму визначається параметрами навантаження. У схемі АІН використовуються повністю керовані ключі: транзистори або тиристори, що вимикаються за колом керування. Тиристори, що не вимикаються за колом керування, використовуються в комбінації з вузлами примусової комутації з попередньо зарядженим конденсатором.

Дворівневі АІН живляться від джерела постійного струму з двома рівнями напруги (0,  $U$ ).

### Особливості АІН:

1. Джерело постійного струму працює в режимі джерела ЕРС. Для цього паралельно до входу АІН вмикається конденсатор достатньо великої ємності, що надає джерелу властивості генератора напруги (напруга на вході АІН незмінна). Ключі схеми комутують джерело, чим забезпечується змінювання значення і напрямку напруги на навантаженні. При цьому вхідний струм змінюється стрибком, що не припускає наявності індуктивності на вході АІН. Для виключення впливу індуктивності вхідних кіл конденсатор фільтра встановлюється безпосередньо біля ключів АІН.

2. Схема вентиляного комутатора повинна мати двобічну провідність, що і забезпечує обмін енергією між активно-індуктивним навантаженням і джерелом (конденсатором на вході, якщо використовується випрямляч з однобічною провідністю).

**Примітка:** для передавання реактивної енергії (і активної) в мережу можна використовувати ведений мережею інвертор або активний випрямляч (п.5.1.2).

### 4.2.1 Базові схеми дворівневих автономних інверторів напруги

Схемотехніка АІН різноманітна: від простих малопотужних схем генераторів, що знаходять використання у промисловій електроніці, до багаторівневих інверторів потужністю декілька МВт на напругу до 10 кВ.

У цьому навчальному посібнику обмежимося лише основними схемами, що використовуються для силових перетворювальних пристроїв. Варто зазначити, що принципи побудови їх схем у цілому нагадують знайомі нам основні схеми випрямлячів – нульову і мостову, проте виконують зворотну функцію.

**Нульова схема однофазного АІН** (з нульовим виводом трансформатора) наведена на рисунку 4.22. Схема містить у собі два ключі  $VT1$ ,  $VD1$  і  $VT2$ ,  $VD2$ , а також трансформатор, первинна обмотка якого розподілена на дві половини (з кількістю витків  $w_1$ ) і має вивід від середини (нульовий). Як ключі використано транзистори зі зворотними діодами, що забезпечує їх двобічну провідність (діод вмикається у разі вимкнення транзистору іншого ключа, доки струм не зменшився до нуля). Це пов'язано з тим, що обмотка реального трансформатора має певну, хоча і невелику, індуктивність. Відповідно струм у обмотці має деякий зсув (відстає) від напруги. Ключі одним виводом (у цьому випадку емітер) з'єднані між собою, інші їх виводи підключені до крайніх виводів первинної

обмотки. Джерело постійного струму підключено між спільною точкою ключів і нульовим виводом первинної обмотки трансформатора. Навантаження підключено до вторинної обмотки трансформатора  $TV$  з кількістю витків  $w_2$ .

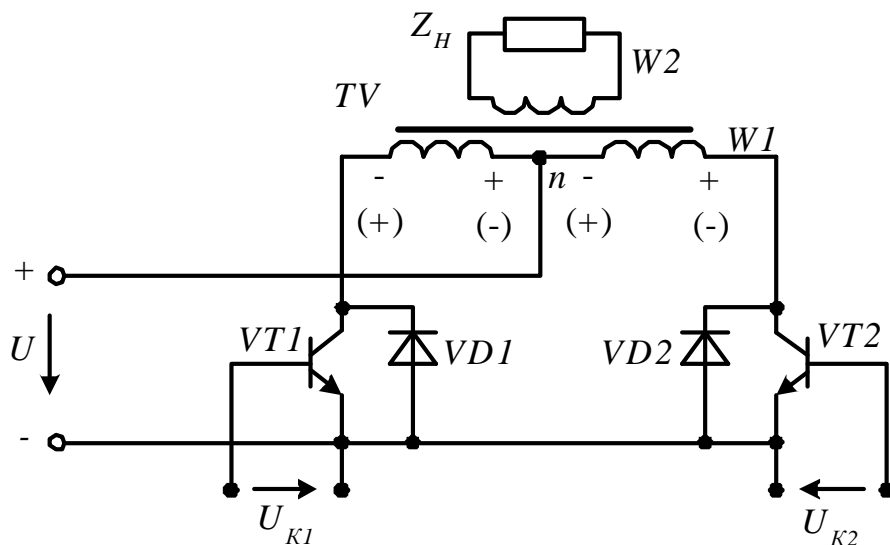


Рисунок 4.22 – Схема однофазного АІН з нульовим виводом

Схема працює у такий спосіб (для спрощення нехтуємо індуктивним опором обмоток – трансформатор ідеальний). Під час вмикання  $VT1$  ліва на рисунку 4.22 половина обмотки  $TV$  підключена до джерела і напруга на ній дорівнює  $u_1=U$  (з полярністю на рисунку 4.22 без дужок), струм в ній  $i_1$ . Така ж напруга внаслідок явища взаємодукції має місце і на правій половині первинної обмотки. При цьому на навантаженні отримуємо напругу  $u_2=nU$  (з урахуванням коефіцієнта трансформації  $n=w_1/w_2$ ). Напруга, що прикладена до вимкненого в цей час транзистора  $VT2$  дорівнює напрузі усієї первинної обмотки і становить  $2U$ . Так формується позитивний напівперіод вихідної напруги. Негативний напівперіод формується під час вмикання  $VT2$  ( $VT1$ - вимкнений).

Основним недоліком схеми є необхідність використання вихідного трансформатора, що як і у нульовій схемі випрямлення має завищену потужність. Ключі розраховані на подвійну напругу джерела. У разі використання широтно-імпульсної модуляції є обмеження – вихідна напруга приймає лише два значення  $+nU$ ,  $-nU$  (можлива лише двополярна ШІМ). Унаслідок цього схема має обмежене використання за незначної потужності, де суттєво зменшення кількості ключів.

Позитивним моментом є те, що при використанні схеми зі спільним емітером, кола керування ( $U_{K1}$  і  $U_{K2}$ ) мають спільну точку і не потребують гальванічної розв'язки.

Найбільш поширені мостові схеми інверторів, що знаходять як самостійне використання, так і входять до складу більш складних пристроїв.

**Мостові схеми інверторів.** Базовим елементом мостової схеми інвертора є два послідовно з'єднаних ключі (провідність показана стрілкою) зі зворотними діодами (рис.4.23), що утворюють так зване плече інвертора. Як ключі, зазвичай, використовуються повністю керовані прибори: транзистори або тиристори.

Ця схема також отримала назву напівмостова або нульова схема. Якщо схема використовується самостійно, навантаження вмикається між точкою А і середнім виводом джерела 0. Останній утворено послідовним з'єднанням конденсаторів  $C1$  і  $C2$ , як розподільвача напруги джерела. Вважаємо, що ємності конденсаторів однакові і достатньо великі, при цьому напруга на кожному з них однакова і дорівнює половині напруги джерела  $U/2$ .

У разі вмикання ключа  $K1$  напруга на навантаженні незалежно від напрямку струму  $i_H$  позитивна  $U_H = U/2$ , у разі вмикання  $K2$  негативна  $U_H = -U/2$ .

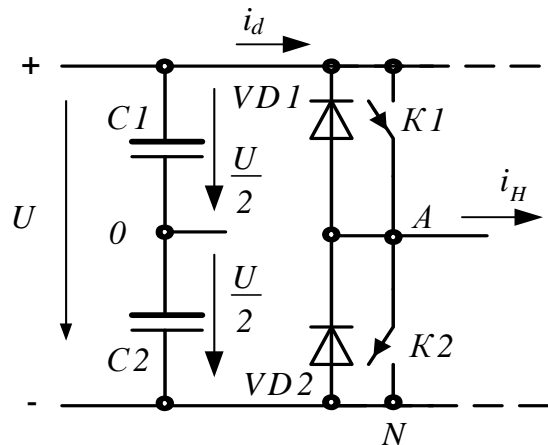


Рисунок 4.23 – Напівмостова схема інвертора

У мостових схемах інверторів середній вивід джерела відсутній. Розглянута нижче однофазна мостова схема (рис. 4.35 або 4. 37) складається з двох однакових плеч, що з'єднані паралельно і підключаються до виводів джерела постійної напруги, навантаження вмикається між точками з'єднання ключів – у діагональ змінного струму. Аналогічна картина у трифазній мостовій схемі – три плеча з'єднані паралельно і підключені до джерела постійної напруги (рис. 4.43).

Варто зазначити, що керування ключами плеча інвертору передбачає виключення можливості їх одночасного вмикання, коли має місце коротке замикання джерела і струм нічим не обмежується. Це досягається введенням затримки на вмикання ключів «*dead time*» – затримка за переднім фронтом імпульсу керування, що становить для IGBT  $\tau=1-2$  мкс. За цей час ключ, що виходить із роботи, повинен повністю відновити свій вимкнений стан.

#### 4.2.2 Формування і регулювання вихідної напруги

Для регулювання вихідної напруги АІН використовують:

- амплітудне регулювання, що здійснюється змінюванням амплітуди постійної напруги на вході інвертора, наприклад, у разі використання як джерела керованого випрямляча. Використовується здебільшого для інверторів з прямокутною формою вихідної напруги, коли тривалість роботи ключів у плечі схеми складає половину періоду вихідної частоти, а навантаження підключено до джерела постійно;

- імпульсне регулювання з використанням того чи іншого способу модуляції, коли форма і значення вихідної напруги формуються багатократним перемиканням ключів у плечі схеми на періоді вихідної частоти за рахунок змінювання тривалості підключення навантаження до джерела на кожному з періодів модуляції.

Можливе також комбінування цих способів.

Розглянемо спочатку базову схему –плече інвертора.

#### 4.2.2.1 Формування напруги прямокутної форми

Алгоритм роботи схеми (рис. 4.23) достатньо простий – ключі  $K1$  і  $K2$  по черзі перемикаються і знаходяться у протилежних станах, тривалість яких становить половину періоду вихідної частоти  $T_2$ . Напруга керування ключами  $u_K$

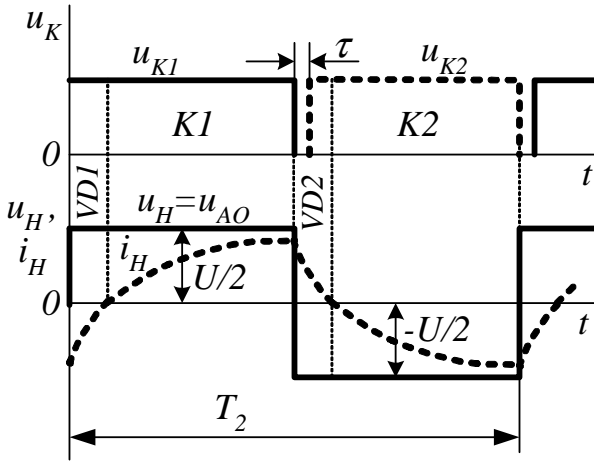


Рис. 4.24 – Напруга керування ключів, вихідна напруга і струм напівмостового інвертора

показана на рисунку 4.24 з урахуванням «dead time» ( $\tau$ ). Навантаження, зазвичай, активно-індуктивне, підключено до середніх виводів плеча і джерела (між виводами  $A$  і  $O$  на рис. 4.23), напруга на навантаженні  $u_H = u_{AO}$ , діаграми її та струму відображені на рисунку 4.24. Під час вмикання  $K1$  напруга  $u_H = U/2$ , оскільки навантаження активно-індуктивне, струм повільно зростає. Під час вимкнення  $K1$  струм  $i_H$  зберігає свій напрямок (його підхоплює діод  $VD2$ ) і поступово зменшується до нуля, напруга  $u_H = -U/2$ . Лише після цього вмикається ключ  $K2$ . Таким чином, струм  $i_H$  відстає від напруги  $u_H$ .

На інтервалах, де напрямки  $u_H$  і  $i_H$  співпадають, включені та проводять струм  $K1$  і  $K2$ , при протилежних напрямках  $u_H$  і  $i_H$  включені діоди (напрямок передавання енергії змінюється на протилежний). Уведення затримки «dead time» ( $\tau$ ) на вмикання ключів у цьому випадку не впливає на вихідну напругу. Проте її варто враховувати за високої частоти перемикання ключів, коли тривалість  $\tau$  близька до тривалості вмикання ключа і впливає на значення вихідної напруги. У подальшому для спрощення аналізу затримка «dead time» не враховується.

Згідно з рисунком 4.24 напруга та струм навантаження несинусоїдальні. Амплітуда і діюче значення основної гармоніки вихідної напруги:

$$U_{Hm(1)} = \frac{4}{\pi} \cdot \left(\frac{U}{2}\right) = 1,273 \frac{U}{2}, \quad U_{H(1)} = \frac{U_{Hm(1)}}{\sqrt{2}} = 0,9 \frac{U}{2}.$$

Розкладання у ряд Фур'є містить також непарні гармоніки, амплітуди яких відносно амплітуди основної гармоніки зворотно пропорційні номеру гармоніки ( $k=3, 5, 7, \dots$ )

$$U_{Hm(k)} = \frac{U_{Hm(1)}}{k}.$$

Діюче значення вихідної напруги  $U_H = \frac{U}{2}$ . Коефіцієнт спотворення і, відповідно, коефіцієнт гармонік:  $\nu = \frac{U_{H(1)}}{U_H} = 0,9$ ,  $K_{GH} = \sqrt{\frac{1}{\nu^2} - 1} = 0,484$  (48,4 %).

Відносні значення амплітуд гармонік ( $U^* = U_{Hm(k)} / (U/2)$ ) при вихідній частоті  $f=50$  Гц подано на рисунку 4.25.

Відзначимо, що такий гармонійний склад напруги неприпустимий для багатьох споживачів. Оскільки вищі гармоніки мають низьку частоту, ефективна

фільтрація їх неможлива, відповідно, струм навантаження несинусоїдальний.

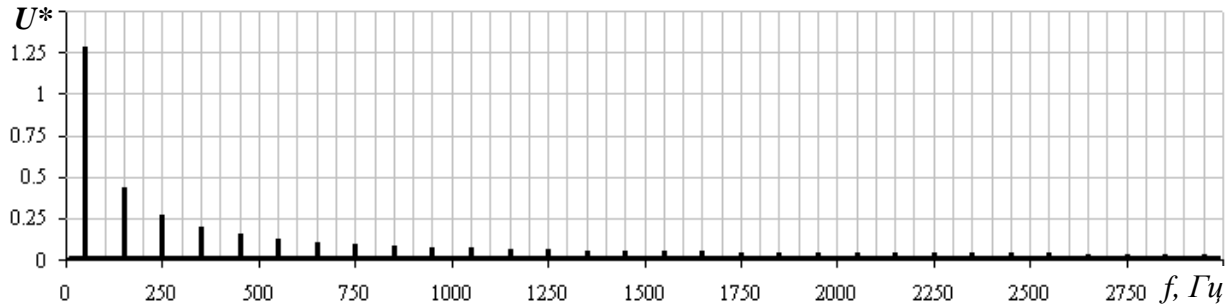


Рисунок 4.25 – Спектр напруги прямокутної форми ( $f=50$  Гц)

Проте основний недолік у тому, що для регулювання вихідної напруги необхідно змінювати напругу у колі постійного струму, тобто мати додатковий регульований пристрій. Крім того, присутність на вході інвертору конденсатору з достатньо великою ємністю обмежує швидкість регулювання напруги.

#### 4.2.2.2 Використання широтно-імпульсної модуляції для формування вихідної напруги інверторів

Використовується здебільшого синусоїдальна ШІМ, коли середнє значення вихідної напруги на періоді модуляції ( $T_M=1/f_M$ ,  $f_M$  – частота модуляції) формується за синусоїдальним законом. Це дозволяє отримати у навантаженні синусоїдальну форму струму. Розглянемо, як це здійснюється відносно схеми на рисунку 4.23. Вище показано (рис. 4.24), що при перемиканні відповідного ключа ( $K1$  і  $K2$ ) або однойменних діодів (залежно від напрямку струму) вихідна напруга приймає два значення:  $+U/2$  або  $-U/2$ . Під час використання ШІМ ключі перемикаються з частотою модуляції, на кожному з періодів  $T_M$  час вмикання  $K1$  становить  $t_i$ , а час вмикання  $K2$ , відповідно ( $T_M - t_i$ ). Середнє за період  $T_M$  значення вихідної напруги становить (рис. 4.26)

$$U_{CP} = \frac{1}{T_M} \int_0^T u_{ВИХ} \cdot dt = \frac{1}{2T_M} [t_i \cdot U - U(T_M - t_i)] = U \cdot \gamma - U + U \cdot \gamma = \frac{U}{2} (2 \cdot \gamma - 1),$$

де  $\gamma = t_i/T_M$  – коефіцієнт заповнення імпульсу.

Діаграми вихідної напруги за різних значень  $\gamma$  (0,5; 0,625; 0,75) і відповідні значення  $U_{CP}$  показані на рисунку 4.26 (фігура, що відповідає кривій змінювання  $U_{CP}$ , заштрихована). Якщо значення  $\gamma$  змінюється за синусоїдальним законом  $\gamma = 0.5(1 + \mu \cdot \sin \omega t)$ , то отримуємо  $U_{CP}(t) = \frac{U}{2} \cdot \mu \cdot \sin \omega t$ , де  $\mu$  – коефіцієнт модуляції, що змінюється від 0 до 1 і визначає значення вихідної напруги відносно напруги джерела  $U$ .

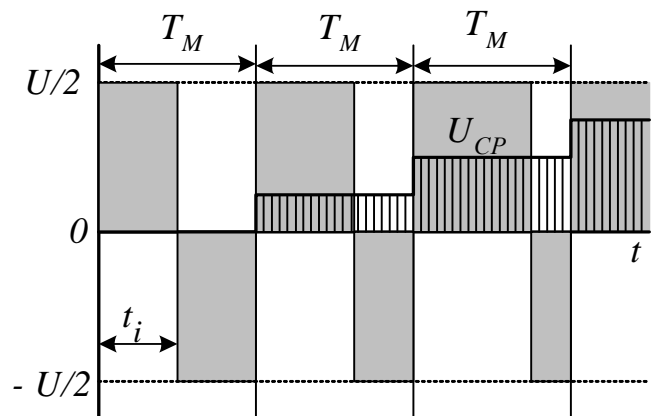


Рисунок 4.26 – Принцип формування напруги АІН методом ШІМ

Для реалізації ШІМ використовують порівняння за рівнем заданої напруги  $u_{ЗД}$  і модулюючої напруги трикутної форми  $u_{ТР}$  з частотою  $f_M = 1/T$  (частота модуляції або несуча частота). Таким чином, рівень заданої напруги  $u_{ЗД}$  перетворюється в пропорційну йому тривалість імпульсів  $t_i = t_{ВМК}$ .

Окрім коефіцієнта модуляції амплітуди  $\mu$  у подальшому використано коефіцієнт модуляції частоти, що визначається співвідношенням частоти модуляції та вихідної частоти  $m_f = f_M/f$ , де  $f = \omega/2\pi$ ,  $\omega$  – кутова частота вихідної напруги.

Принцип реалізації синусоїдальної ШІМ для напівмостової схеми інвертора ілюструють діаграми, що подані на рисунку 4.27.

Сигнал керування на вмикання ключа  $K1$  формується якщо  $u_{ЗД} > u_{ТР}$  (інтервал часу  $t_{ВМК}$ ), якщо  $u_{ЗД} < u_{ТР}$  (інтервал часу  $t_{ВИМК}$ ) формується сигнал на вмикання ключа  $K2$ . Так, при  $u_{ЗД} = 0$  значення  $\gamma = 0,5$ , зі збільшенням  $u_{ЗД}$  зростає  $\gamma$ , при  $u_{ЗД} = U_{ТРm}$  значення  $\gamma = 1$ .

Таким чином, на кожному періоді модуляції ключі вмикаються по чергово (вмикається  $K1$ , вимкнено  $K2$  і навпаки). При цьому вихідна напруга пульсує між двома значеннями  $0,5U$  і  $-0,5U$ .

Основна (перша) гармоніка  $u_{H(1)}$  при  $\mu = 0,9$  і  $m_f = 15$ ,  $f_M = 750$  Гц,  $f = 50$  Гц (частота основної гармоніки) показана на рисунку 4.27.

На рисунку 4.28 подано спектр напруги на навантаженні, де амплітуди гармонік відображені у відносних одиницях  $U^* = U_{m(K)} / (0,5U)$ . Необхідно також урахувати такі моменти:

- при синусоїдальній модуляції і  $\mu \leq 1$  амплітуда основної гармоніки вихідної напруги прямо пропорційна амплітуді синусоїди  $u_{ЗД}$ , а діапазон регулювання  $\mu$  у межах від 0 до 1 є лінійним;
- найбільш виражені гармоніки знаходяться у смузі частот із центрами, що є кратними частоті модуляції  $m_f, 2m_f, 3m_f \dots$ ;
- на відміну від прямокутної форми практично відсутні низькочастотні гармоніки, що зменшуються у разі збільшення значення  $m_f$ .

За цього характеру напруги індуктивність навантаження виконує роль фільтра вищих гармонік, оскільки індуктивний опір є пропорційним частоті гармоніки. Відповідно, складові струму від вищих гармонік напруги суттєво зменшуються і форма струму визначається першою гармонікою і наближається до синусоїдальної (рис. 4.29).

Амплітуда і діюче значення основної гармоніки становить:

$$U_{nm(1)} = \mu \frac{U}{2}, \quad U_{n(1)} = \frac{\mu U}{\sqrt{2} \cdot 2}.$$

Діюче значення  $U_H = \frac{U}{2}$ , коефіцієнти спотворення і гармонік напруги:

$$\nu = \frac{\mu}{\sqrt{2}}, \quad K_{TH} = \sqrt{\frac{2}{\mu^2} - 1} \quad (\text{при } \mu = 1 \quad \nu = 0,707, \text{ THD} = 1 \text{ (100 \%)}).$$

Погіршення показників порівняно з п. 4.2.2.1 обумовлено значними амплітудами вищих гармонік (рис. 4.28). Для послаблення їх впливу на струм навантаження і забезпечення можливості їх ефективної фільтрації потрібно обирати достатньо великі значення  $m_f$ .



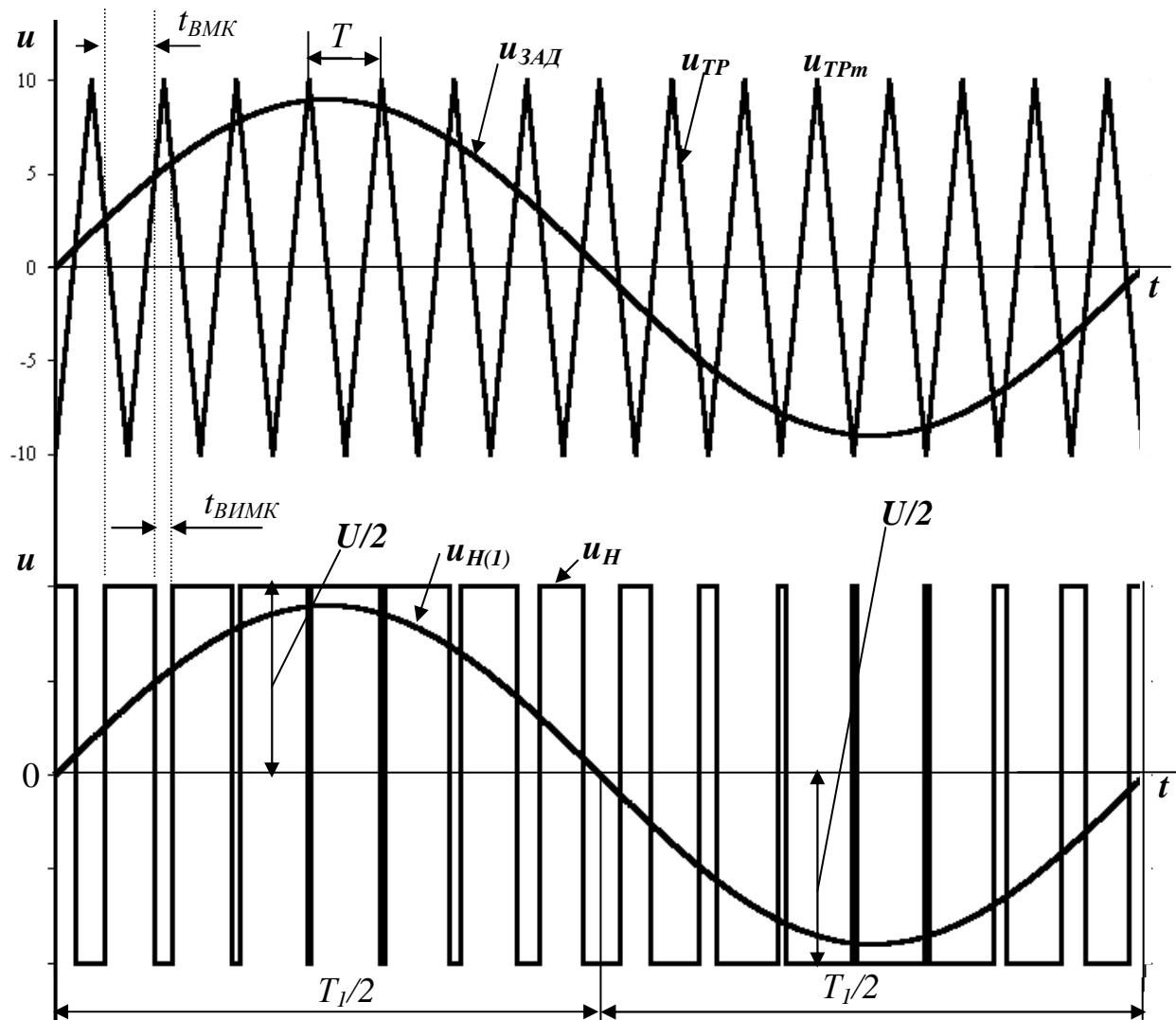


Рисунок 4.27 – Реалізація синусоїдальної ШІМ

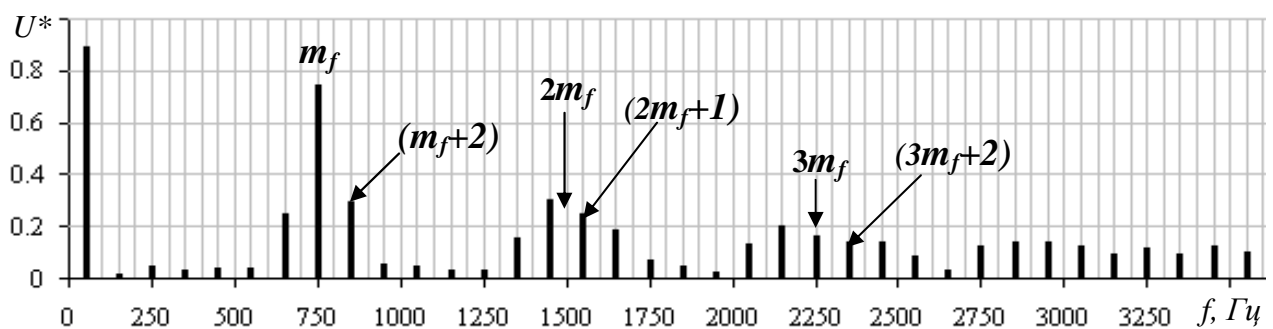


Рисунок 4.28 – Спектр вихідної напруги при  $\mu=0.9$ ,  $m_f=15$

Якщо модуляція відсутня і форма напруги є прямокутною, амплітуда основної гармоніки становить (п. 4.2.2.1)  $U_{нм(1)} = \frac{4 \cdot U}{\pi \cdot 2}$ , тобто в 1,278 разів більше.

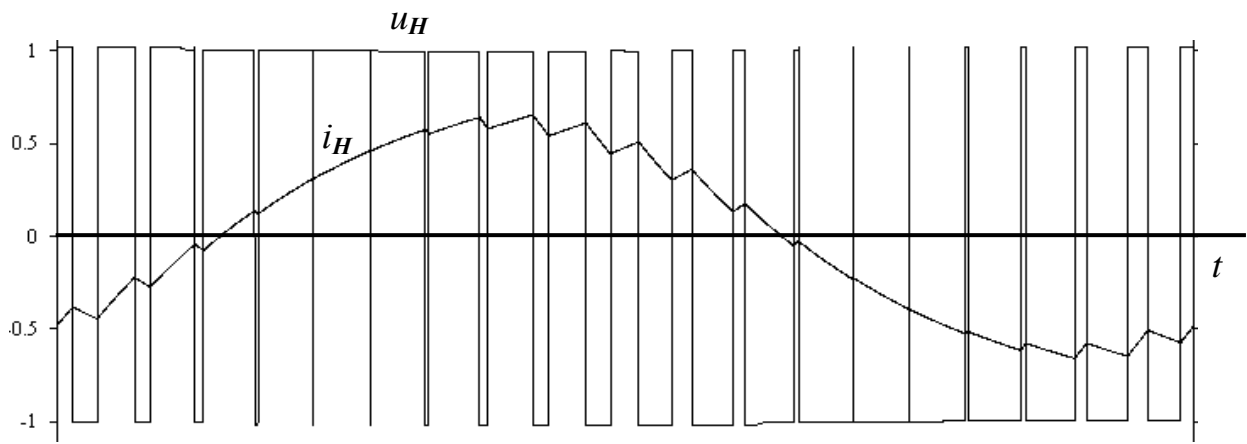


Рисунок 4.29 – Напряга і струм навантаження при використанні синусоїдальної ШІМ

Таким чином, є можливість підвищення значення основної гармоніки, що досягається у разі використання так званої, *перемодуляції*, коли  $\mu > 1$  і відповідно  $U_{зАдм} > U_{ТРм}$ .

#### 4.2.2.3 Перемодуляція як засіб підвищення вихідної напруги інвертора

Перемодуляція ( $\mu > 1$ ). Здійснюється, якщо амплітуда заданої синусоїдальної напруги  $u_{зАд}$  перевищує амплітуду модулюючої  $u_{ТР}$  (рис. 4.27). Це рівноцінно тому, якщо як задану використовувати напругу  $u_T$ , форма якої наближається до трапецеїдальної (на рисунку 4.30 показано випадок, коли  $\mu = 2$ ). Для неї можна використати стандартне розкладання у ряд Фур'є [13], що має вигляд

$$u_T(\omega t) = \frac{4 \cdot a_m}{\alpha \cdot \pi} (\sin \alpha \cdot \sin \omega t + \frac{1}{9} \cdot \sin 2\alpha \cdot \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\alpha \cdot \sin 5\omega t + \dots), \quad (4.14)$$

де  $a_m$ ,  $\alpha$  – параметри напруги, що відображена на рисунку 4.30. При цьому  $a_m$  дорівнює амплітуді модулюючої напруги, а  $\alpha = \pi/6$ . З урахуванням відзначеного отримуємо

$$u_T(\omega t) = \frac{4 \cdot 6 \cdot a_m}{\pi^2} (\frac{1}{2} \cdot \sin \omega t + \frac{1}{9} \cdot \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sin 5\omega t + \dots).$$

Таким чином, амплітуда основної гармоніки складає  $U_{Тм(1)} = (12/\pi^2) a_m = 1,216 a_m$ .

Це визначає можливість підвищення амплітуди вихідної напруги інвертора в 1,216 рази із значенням  $\mu = 2$ .

Не важко показати, що залежність амплітуди основної гармоніки від коефіцієнту модуляції має нелінійний характер, що відображає рисунок 4.31.

Зазначимо, що згідно з (4.14) перемодуляція призводить до погіршення гармонійного складу – додаються низькочастотні гармоніки з амплітудами:

$$U_{m(3)} = 0,26 a_m, \quad U_{m(5)} = 0,0468 a_m, \quad U_{m(7)} = 0,024 a_m \text{ і т.д.}$$

Покращення гармонійного складу і забезпечення лінійності регулювальної характеристики інвертора при підвищенні напруги до 15,5 % можливо досягти іншим засобом – використанням попередньої модуляції напруги завдання.

Цей засіб передбачає при  $\mu > 1$  додавання третьої (до основної) гармоніки, амплітуда якої складає  $(\mu - 1)$  відносно амплітуди модулюючої напруги (рис. 4.32), де напруга завдання у відносних одиницях ( $u/U_{TPM}$ )

$$u^*_{3AD} = u^*_{3AD(1)} + u^*_{3AD(3)} = \mu \sin \omega t + (\mu - 1) \sin 3\omega t,$$

де  $\mu_{MAX} = 1,155$ .

Відповідні гармоніки будуть присутні і у вихідній напрузі, проте інші низькочастотні гармоніки з номерами 5, 7, 9,... відсутні. Переваги цього метода особливо проявляються у трифазних інверторах напруги (п.4.2.5).

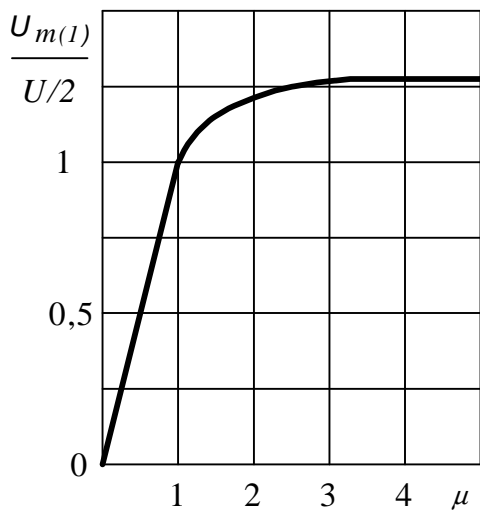


Рисунок 4.31 – Залежність амплітуди 1-ї гармоніки від  $\mu$

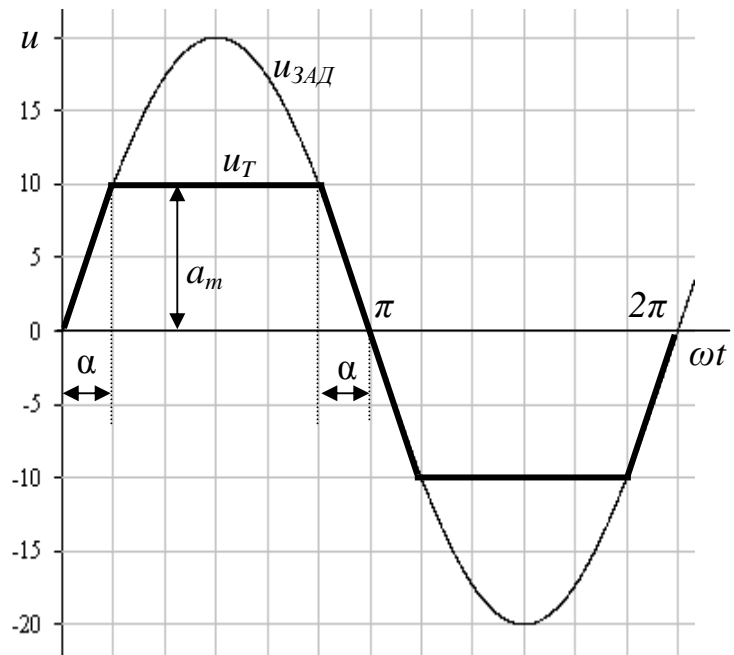


Рисунок 4.30 – Діаграми заданої напруги при перемодуляції

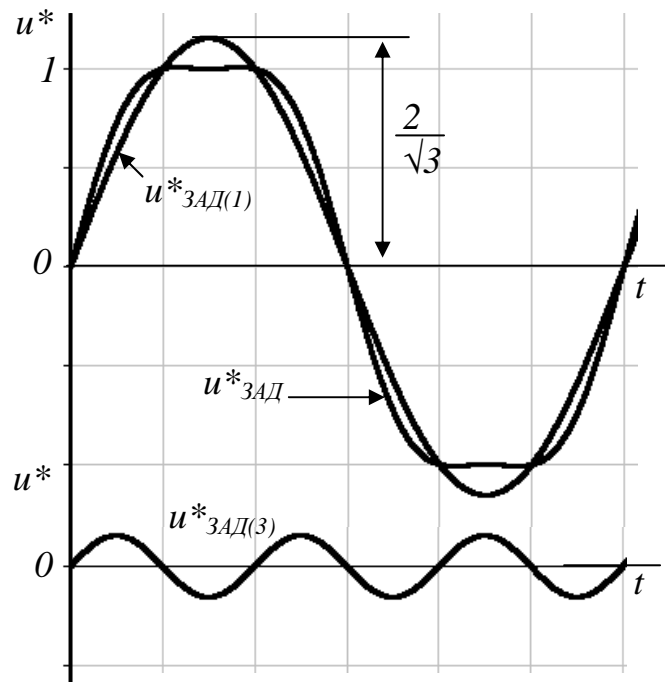


Рисунок 4.32 – Попередня модуляція заданої напруги

Варто зазначити, що проведений аналіз виконано за умови, що ємності конденсаторів однакові і достатньо великі, щоб напруга джерела незалежно від режиму роботи розподілювалась між ними навпіл або використовуються два однакових джерела. Крім того, до вимкненого ключа, коли відкрито другий ключ прикладена загальна напруга джерела, тобто ключі повинні обиратися на напругу  $U$ . Унаслідок цього, розглянута схема самостійного використання як інвертор напруги не знайшла.

#### 4.2.3 Інвертор напруги з формуванням вихідного струму

АІН може бути використано як джерело струму, коли формується вихідний струм. Для цього використовується замкнена за струмом система регулювання із застосуванням релейного (гістерезисного) регулятора, що реалізує принцип так званого «коридору струму» або «струмої трубки», коли відхилення вихідного струму  $i_\phi$  відносно заданого значення  $i_{зАд}$  не перевищує  $\delta$ .

Це ілюструє рисунок 4.33 – навантаження активно-індуктивне з коефіцієнтом потужності 0,8. При вмиканні ключа  $K1$  (інтервал часу  $t_{ВМК}$ ) напруга  $u_{A0}$  позитивна ( $U/2$ ) і струм у навантаженні  $i_\phi$  повільно зростає. Коли значення  $i_\phi$  становить  $i_\phi \geq (i_{зАд} + \delta)$  ключ  $K1$  вимикається і вмикається ключ  $K2$  (або однойменний діод), напруга  $u_{A0}$  змінює полярність ( $-U/2$ ). Це призводить до того, що вихідний струм  $i_\phi$  поступово зменшується (інтервал часу  $t_{ВІМК}$ ), доки його значення не стане  $i_\phi \leq (i_{зАд} - \delta)$ , знову вмикається ключ  $K1$ , напруга  $u_{A0}$  змінює полярність ( $U/2$ ) і струм починає зростати. Таким чином, при перемиканні ключів на виході інвертора формується струм, миттєве значення якого коливається у «коридорі» значень  $(i_{зАд} + \delta) \geq i_\phi \geq (i_{зАд} - \delta)$  і повторює закон змінювання  $i_{зАд}$ .

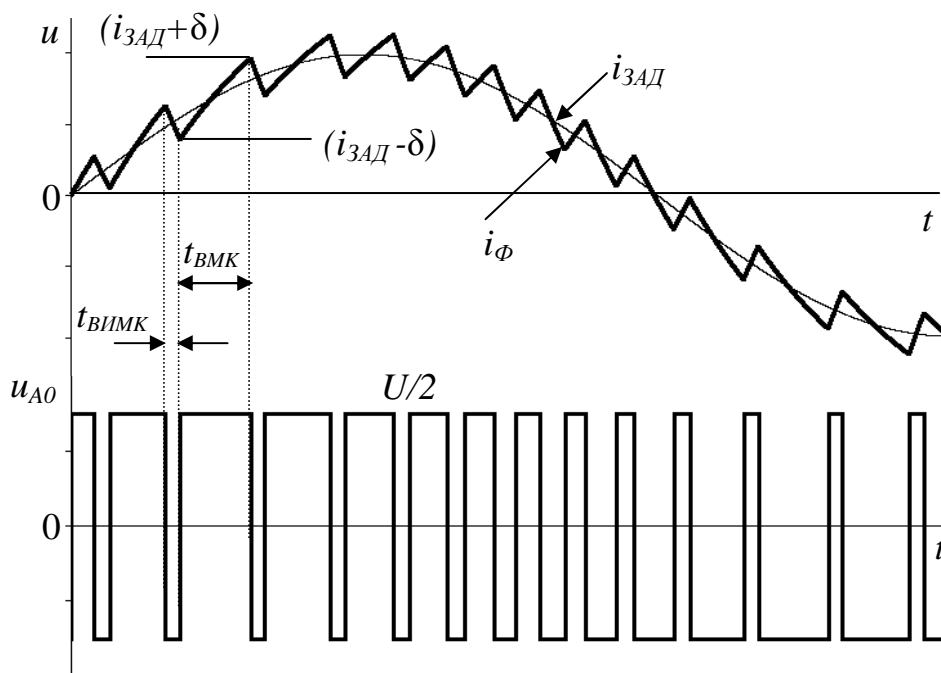


Рисунок 4.33– Принцип формування вихідного струму

Структурна схема системи керування, що реалізує розглянутий принцип, подана на рисунку 4.34. Вона містить у собі давач струму  $ВІ$ , суматор  $\Sigma$ , релейний елемент  $РЕ$ , формувач імпульсів керування ключами  $\Phi І$ . Сигнал похибки з виходу суматора (мова йде про сигнали, що пропорційні вказаним струмам)  $i^* = (i_{зАд} - i_\phi)$  надходить до входу  $РЕ$ . Релейний елемент має два стани, у які перекидається за умовами  $i^* \geq \delta$  і  $i^* \leq -\delta$ . Відповідно до сигналу з виходу  $РЕ$  формувач імпульсів здійснює керування ключами  $K1$  і  $K2$ .  $\Phi І$  виконує функції підсилення імпульсів до необхідного рівня, гальванічного розділення кіл керування і силового кола, забезпечує затримку за переднім фронтом імпульсів

керування («*dead time*» – мертвий час). Зазначимо, що період модуляції і тривалість вмикання ключів інвертора змінюються продовж періоду вхідного струму,

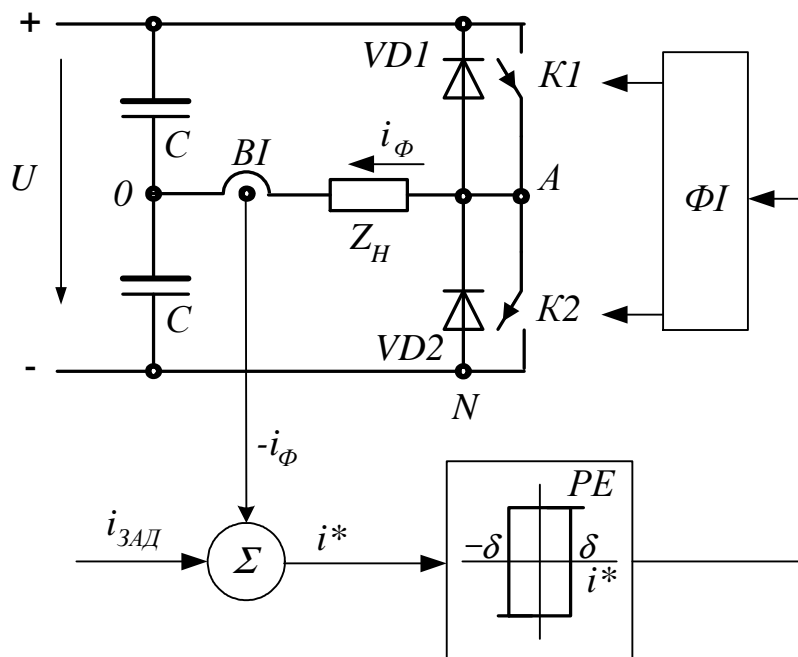


Рисунок 4.34 – Структурна схема системи керування, що реалізує формування струму

тобто отримуємо часо-імпульсну модуляцію.

Частота модуляції залежить від параметрів навантаження і заданого значення відхилення  $\delta$ . Можливі і інші варіанти реалізації режиму роботи інвертора з формуванням вихідного струму.

#### 4.2.4 Однофазний мостовий інвертор

Розглянемо схему, де як ключі використано транзистори. Схема (рис. 4.35) поряд із мостом на транзисторах  $VT1 \div VT4$  містить також зворотний міст на діодах  $VD1 \div VD4$ , на який здійснюється перемикавання струму навантаження на інтервалах, де напруга і струм навантаження мають протилежний напрямок (при активно-індуктивному навантаженні струм запізнюється від напруги на кут  $\varphi$ ).

Розглянемо спочатку роботу схеми у разі формування напруги прямокутної форми, коли модуляція відсутня. При цьому імпульси керування на пари транзисторів  $VT1, VT4$  і  $VT2, VT3$  подаються у протифазі, їх тривалість складає половину періоду вихідної частоти. З відкриванням транзисторів  $VT1$  і  $VT4$  полярність

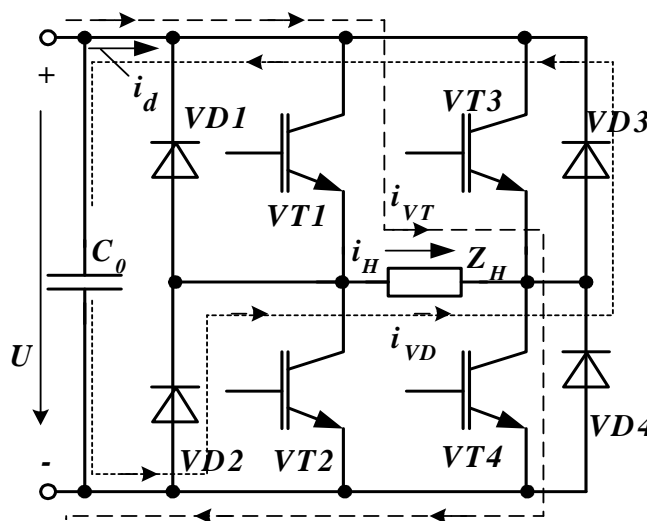


Рисунок 4.35 – Однофазна мостова схема АІН на IGBT транзисторах

напруги на навантаженні позитивна, струм  $i_H = i_{VT}$  повільно зростає, що обумовлено індуктивністю навантаження (рис. 4.36). При цьому енергія передається у навантаження (активна потужність), а також накопичується у магнітному полі навантаження (реактивна потужність). У момент  $t_2$  імпульси керування з транзисторів  $VT1$ ,  $VT4$  знімаються і потім з деякою затримкою, достатньою для за-

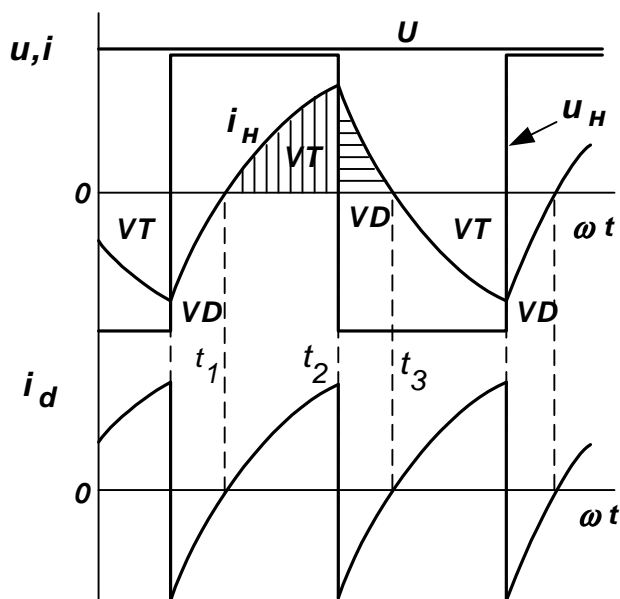


Рисунок 4.36 – Діаграми роботи однофазного АІН

пирання  $VT1$ ,  $VT4$  (щоб виключити короткі перемикання джерела за одночасного вмикання  $VT1$ ,  $VT2$  і  $VT3$ ,  $VT4$ ), подаються на  $VT2$ ,  $VT3$ . Із закриванням транзисторів  $VT1$  і  $VT4$  струм навантаження продовжує протікати у тому ж напрямку завдяки дії ЕРС самоіндукції  $e_L$  у навантаженні (енергії, що була накопичена у магнітному полі). При цьому відкриваються зворотні діоди  $VD2$  і  $VD3$  (транзистори  $VT2$ ,  $VT3$  закриті до моменту  $t_3$ ) і струм  $i_d$ , що споживається від джерела, змінює напрям на протилежний. Полярність  $u_H$  змінюється на негативну. Струм  $i_H = i_{VD}$  повільно зменшується до нуля.

Після переходу струму навантаження через нуль відкривається наступна пара транзисторів  $VT2$  і  $VT3$ , напрямок струму навантаження  $i_H$  змінюється на зворотній. При цьому струм  $i_d$  на вході АІН змінний і пульсує. На інтервалах, де транзистори відкриті (активна потужність споживається від джерела), струм позитивний. Із відкриванням зворотних діодів напрямок струму  $i_d$  змінюється на протилежний тому, що накопичена у навантаженні енергія повертається до джерела. Як правило, джерело виконано на діодах або тиристорах і має односторонню провідність, тому енергія йде на заряджання конденсатора. Середнє значення струму, що споживається АІН від джерела  $I_d$ , позитивне і при цьому потужність, що споживається,  $P_d = U_d \cdot I_d > 0$ .

Оскільки форма напруги повністю співпадає з напругою у напівмостовій схемі, то можна зробити такі ж самі висновки щодо гармонійного складу, відрізняються лише амплітуди. Амплітуда і діюче значення основної гармоніки вихідної напруги, що визначається розкладанням у ряд Фур'є, дорівнює:

$$U_{Hm(1)} = \frac{4}{\pi} \cdot U = 1,273 \cdot U, \quad U_{H(1)} = 0,9U.$$

#### 4.2.4.1 Формування вихідної напруги інвертору з використанням біполярної ШІМ

Робота кожного з плечей схеми (рис. 4.37) здійснюється так само, як і у напівмостовій схемі. Відповідно, напруга на виході відносно середнього виводу джерела  $u_{A0}$  першого плеча повторює закон, що поданий на рисунку 4.27. Це

стосується і другого плеча, проте оскільки пари ключів  $K1, K4$  і  $K2, K3$  перемикаються одночасно, напруга  $u_{B0}$  відносно  $u_{A0}$  змінюється у протифазі  $u_{B0} = -u_{A0}$ . Таким чином, напруга на навантаженні  $u_{AB} = u_{A0} - u_{B0} = 2u_{A0}$ .

Відповідно, 1-ша гармоніка має амплітуду, що дорівнює  $U_{m(1)} = \mu U$  ( $\mu \leq 1$ ). Використання біполярної ШІМ не забезпечує прийняттого гармонійного складу вихідної напруги. Як показано вище у п.4.2.2.2, за  $\mu=1$  коефіцієнт гармонік  $THD = 100\%$ .

Значно покращити гармонійний склад вихідної напруги інвертора порівняно з біполярною ШІМ дозволяє використання однополярної (уніполярної) ШІМ.

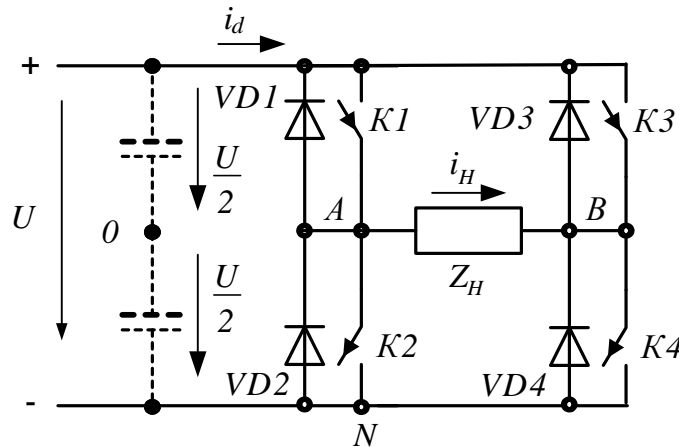


Рисунок 4.37 – Мостова схема АИН

#### 4.2.4.2 Формування вихідної напруги інвертору з використанням однополярної ШІМ

Принцип реалізації ілюструє рисунок 4.38. Напруги завдання для першого ( $K1, K2$ ) і другого ( $K3, K4$ ) плеча змінюються у протифазі ( $u_{3AD}$  і  $-u_{3AD}$ ) і порівнюються з одною і тією самою модулюючою напругою трикутної форми  $u_{TP}$ . Сигнал на вмикання верхнього ключа  $K1$  плеча  $A$  формується, якщо  $u_{3AD} > u_{TP}$  при цьому незалежно від напрямку струму напруга  $u_{AN} = U$  (при зворотному напрямку струму відкривається діод  $VD1$ ). Якщо  $u_{3AD} < u_{TP}$  формується сигнал на вмикання нижнього ключа  $K2$  і напруга  $u_{AN} = 0$ .

Аналогічні процеси і для другого плеча, де здійснюється порівняння ( $-u_{3AD}$ ) і  $u_{TP}$ . Напруга на навантаженні визначається як  $u_{AB} = (u_{AN} - u_{BN})$  і дорівнює 0 коли навантаження підключено до одного полюсу джерела (позитивного або негативного) і струм від джерела не споживається ( $i_d = 0$ ). При підключенні до позитивного полюсу струм навантаження залежно від напрямку замикається через відкритий ключ  $K1$  і діод  $VD3$  або  $K3$  і діод  $VD1$ . При підключенні до негативного полюсу струм навантаження залежно від напрямку замикається через відкритий ключ  $K4$  і діод  $VD2$  або  $K2$  і  $VD4$ .

Неважко побачити (рис. 4.38), що вихідна напруга кожного з плечей ( $u_{AN}$  і  $u_{BN}$ ) поряд із основною і вищими гармоніками містить постійну складову, яка становить половину від напруги джерела ( $U/2$ ). У напрузі  $u_{AB}$  постійна складова відсутня. Амплітуда 1-ї гармоніки напруги кожного плеча  $U_{m(1)} = \mu(U/2)$  за ( $\mu \leq 1$ ).

Оскільки напруги завдання для плечей інвертора одна відносно другої зсунуті на півперіоди ( $\pi$ ), відповідний зсув мають і основні гармоніки їхньої вихідної напруги. Таким чином, як і за біполярної модуляції отримуємо для основної гармоніки вихідної напруги мосту:

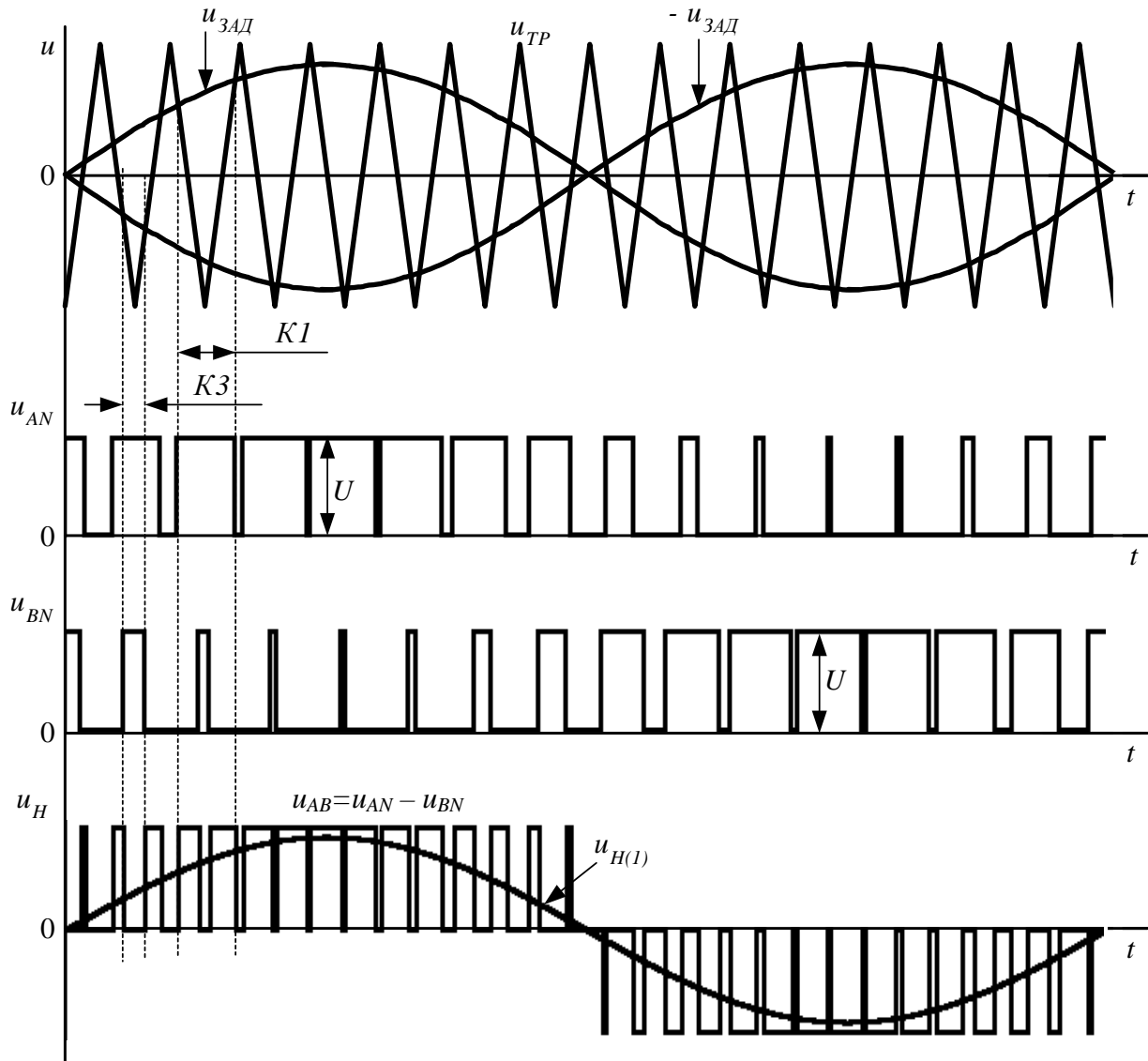


Рисунок 4.38 – Діаграми роботи інвертору за уніполярної модуляції

$$U_{Hm(1)} = \mu U, \quad U_{H(1)} = 0,707\mu U \text{ при } (\mu \leq 1). \quad (4.15)$$

На відміну від біполярної модуляції кожний напівперіод основної гармоніки  $u_{AB(1)} = u_{H(1)}$  формується з імпульсів однієї полярності, що співпадає з полярністю  $u_{AB(1)}$ . Звідси і назва – однополярна (уніполярна) модуляція. Амплітуда пульсацій вихідної напруги моста складає  $U/2$ , що вдвічі менше, ніж за біполярної модуляції, що свідчить про покращення гармонійного складу (про що мова вже йшла у п. 3.2.1.3). Діюче значення вихідної напруги  $U_H = 0,798U\sqrt{\mu}$ . Коефіцієнти спотворення і гармонік напруги:  $\nu = 0,886\sqrt{\mu}$ ,  $K_{TH} = \sqrt{\frac{1,274}{\mu} - 1}$  (за  $\mu=1$ ,  $\nu=0,886$ ,  $K_{TH} = THD=0,52$  (52%)).

Крім того, з порівняння форми кривих  $u_{AB}$  і  $u_{AN}$  ( $u_{BN}$ ) можна зробити висновок про те, що вдвічі збільшилась і частота модуляції. Про це свідчить і спектр вихідної напруги, що поданий на рисунку 4.39, де відсутні гармоніки, які мають непарну кратність частоти відносно основної гармоніки. Останнє



можна достатньо просто показати для випадку, коли напруги  $u_{AN}$  і  $u_{BN}$  повторюють одна другу (з урахуванням зсуву на половину періоду), що можливо за парного значення  $m_f$ . При цьому також як і основна гармоніка, однаковими будуть вищі гармоніки і, відповідно, їх початкові фази. Якщо вища гармоніка має парну кратність ( $k=2n$ ) відносно основної гармоніки, то у напівхвилі основної гармоніки укладуться  $n$  періодів вищої, тобто початкова фаза вищої гармоніки від-

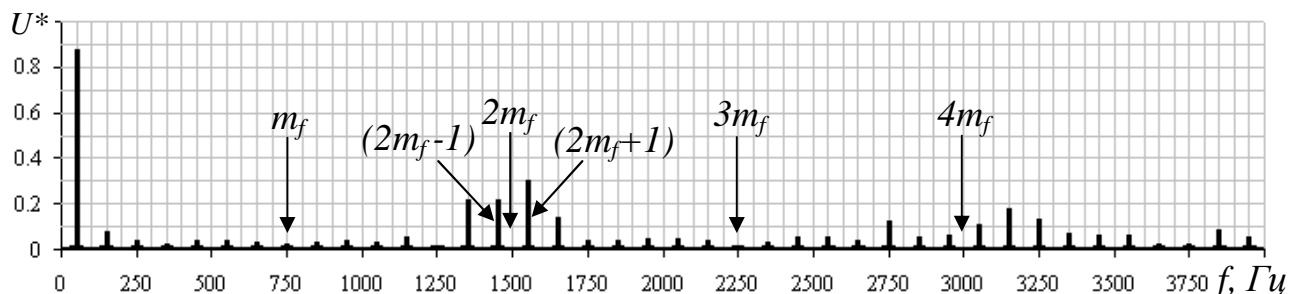


Рисунок 4.39 – Спектр вихідної напруги інвертора за уніполярної модуляції  $\mu = 0.9$ ,  $m_f = 15$

носно негативної напівхвилі основної гармоніки така ж сама, як і відносно позитивної напівхвилі.

Отже, вищі гармоніки з парною кратністю до основної, у напрузі  $u_{AN}$  і  $u_{BN}$  повністю співпадають, їх різниця дорівнює нулю, тобто у напрузі  $u_{AB}=u_H$  вони будуть відсутні. Відповідно, за непарного значення  $m_f$  у спектрі напруги будуть присутні гармоніки, що мають кратність  $(2m_f \pm 1)$ ,  $(2m_f \pm 3)$ , ...,  $(4m_f \pm 1)$ , ...

#### **Завантаження елементів схеми однофазного мостового АІН за струмом.**

Розглянемо використання уніполярної модуляції. За активно-індуктивного навантаження струм  $i_H$  добре відфільтровується і має практично синусоїдальну форму (рис. 4.40) з амплітудою  $I_{Hm}$ . Відносно першої гармоніки напруги  $u_{H(1)}$  струм  $i_H$  відстає на кут  $\varphi$ .

Позитивна напівхвиля струму формується вмиканням транзистора  $VT1$ , при вимкненні  $VT1$  струм підхоплюється діодом  $VD2$ . При цьому струм транзистора і діода має імпульсний характер (рис. 4.41). Цей струм можна визначити безперервною функцією, значення якої на кожному такті модуляції ( $T_M$ ) дорівнює середньому значенню струму. Останнє визначається відносною тривалістю вмикання транзистора (коефіцієнтом заповнення  $\gamma = \frac{t_{BMK}}{T_M}$ )  $i_{VT}^1 = \gamma \cdot i_H$ .

Середнє значення струму транзистора за період вихідної частоти АІН

$$I_{VTCP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \gamma \cdot I_{Hm} \cdot \sin(\alpha) d\alpha.$$

З урахуванням того, що перша гармоніка вихідної фазної напруги (повторює сигнал завдання і, відповідно, закон змінювання  $\gamma$  випереджає струм на кут  $\varphi$ , для коефіцієнта заповнення маємо вираз  $\gamma = 0,5 + 0,5\mu \sin(\alpha t + \varphi)$ .

Після перетворення отримуємо

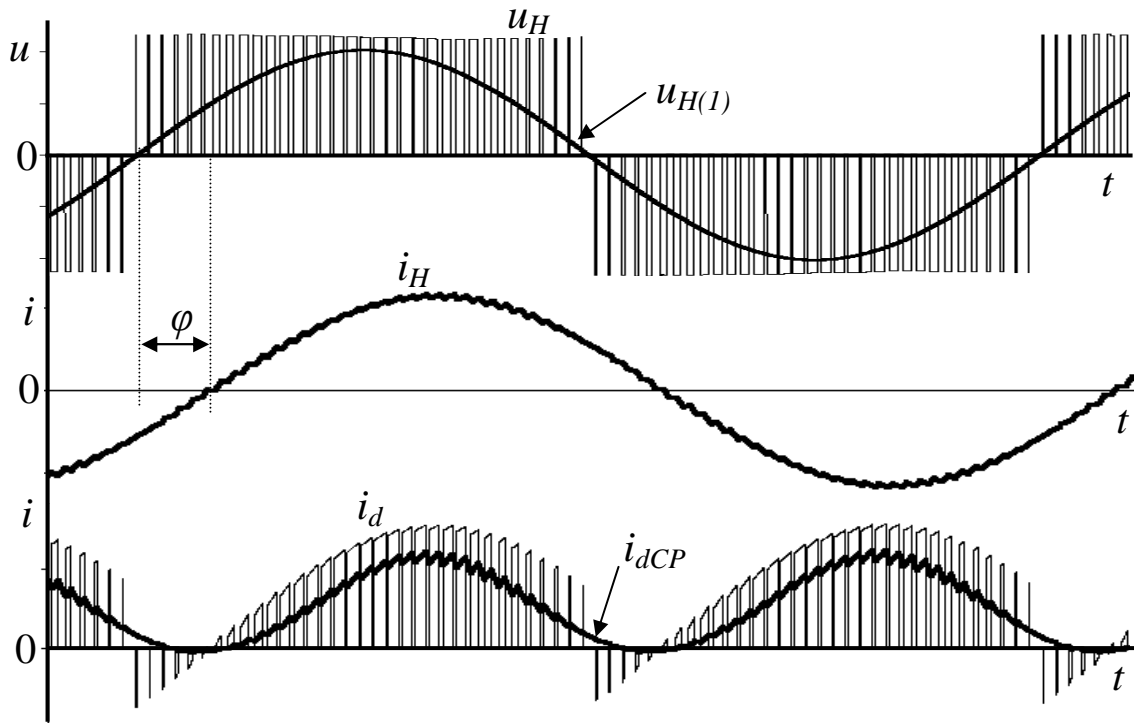


Рисунок 4.40 – Напруга і струми однофазного мостового АІН із ШІМ

$$I_{VTCP} = \frac{I_{Hm}}{2\pi} \left( 1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi \right). \quad (4.16)$$

Середнє значення струму зворотних діодів інвертора визначимо як різницю між середнім значенням напівхвилі струму навантаження  $i_{HCP}^1$  і середнім струмом транзистора. Як і у однонапівперіодній схемі випрямлення (п. 2.1.2)  $i_{HCP}^1 = I_{Hm}/\pi$ . Звідки

$$I_{VDCP} = \frac{I_{Hm}}{\pi} - I_{VTCP} = \frac{I_{Hm}}{2\pi} \left( 1 - \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi \right). \quad (4.17)$$

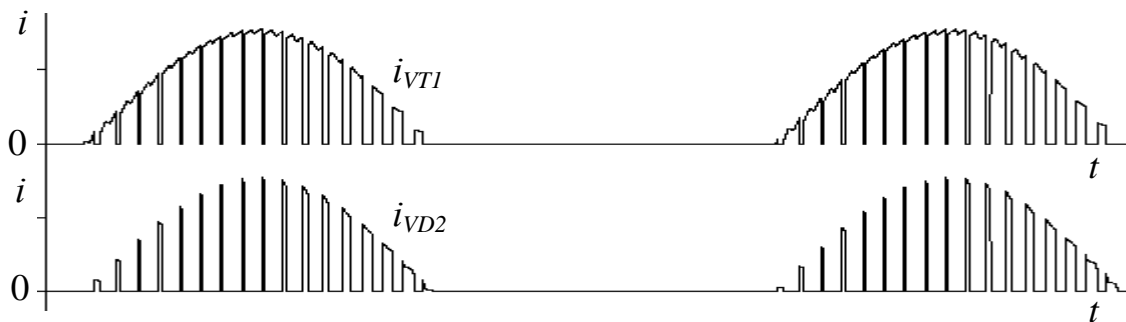


Рисунок 4.41– Струми однофазного мостового АІН з ШІМ

Виходячи з безперервної функції струму транзистора  $i_{VT}^1$ , можна визначити і діюче значення струму  $I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_{VT}^1)^2 \cdot d\omega}$ . Воно становить

$$I_{VT} = \frac{I_{Hm}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2\mu}{3\pi} \cos \varphi}. \quad (4.18)$$

Напівхвиля струму навантаження складається зі струмів транзистора і діода, що взаємно доповнюють одне одного, отже, діюче значення струму діоду

$I_{VD} = \sqrt{(I_H^1)^2 - I_{VT}^2}$ , де  $I_H^1 = \frac{I_{Hm}}{2}$  діюче значення напівхвилі струму навантаження (див. п. 2.1.2).

У результаті отримуємо

$$I_{VD} = \frac{I_{Hm}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2\mu}{3\pi} \cos \varphi}. \quad (4.19)$$

Вхідний струм АІН знайдемо, виходячи з балансу миттєвої потужності. Миттєва потужність  $p(t)$  на виході АІН

$$p(t) = U_{Hm(1)} \sin(\omega_2 t) I_{Hm} \sin(\omega_2 t - \varphi) = U_{H(1)} I_H (\cos \varphi - \cos(2\omega_2 t - \varphi)), \quad (4.20)$$

де амплітудні і діючі значення першої гармоніки напруги і струму  $U_{Hm(1)} = \sqrt{2} U_H$  і  $I_{Hm} = \sqrt{2} I_H$ ,  $\omega_2$  – кутова частота вихідної напруги АІН.

З урахуванням коефіцієнта пульсацій  $K_{\Pi} = \frac{U_{dm}}{U_d}$  ( $U_{dm}$  – амплітуда пульсацій випрямленої напруги) напругу на вході АІН можна уявити як  $u_d(t) = U_d(1 + K_{\Pi} \cdot f(t))$ , де  $f(t)$  – тригонометрична функція. При цьому потужність на вході АІН  $p_d(t) = u_d(t) i_{du}(t)$ . Звідки значення вхідного струму АІН  $i_{du}$

$$i_{du} = \frac{p(t)}{u_d(t)} = \frac{p(t)}{U_d(1 + K_{\Pi} f(t))} = i \frac{1}{1 + K_{\Pi} f(t)}.$$

Як правило,  $K_{\Pi} < 0.05$  і можна прийняти

$$i_{du} = i = \frac{U_{Hm(1)} I_H}{U_d \sqrt{2}} (\cos \varphi - \cos(2\omega_2 t - \varphi)). \quad (4.21)$$

Таким чином, поряд із постійною складовою у вхідному струмі присутні і змінні складові. Діаграма струму  $i_d$  і його усереднене за період модуляції значення  $i_{dCP}$ , що підтверджує ці висновки, подані на рисунку 4.40. Постійна скла-

дова вхідного струму  $I_{BXCP} = I_d = \frac{U_{Hm(1)} \cdot I_H}{\sqrt{2} \cdot U} \cos \varphi$ . Коефіцієнт модуляції

$\mu = \frac{U_{Hm(1)}}{U_d}$ . Відтоді маємо

$$I_d = \frac{1}{\sqrt{2}} \mu \cdot I_H \cos \varphi. \quad (4.22)$$

Миттєва потужність пульсує з подвійною до вихідної напруги АІН частотою. Це свідчить про те, що поряд із споживанням активної потужності, присутній обмін енергією між навантаженням і джерелом. Як джерело постійного струму здебільшого використовується випрямляч із однобічною провідністю, тобто обмін енергією здійснюється між конденсатором і АІН. Таким чином, можна вважати, що постійна складова струму споживається від випрямляча, а змінна замикається через конденсатор. Струм конденсатора, обумовлений цією гармонікою, згідно з (4.20) і (4.21)

$$i_c = -\frac{1}{\sqrt{2}} \mu \cdot I_H \cos 2\omega_2 t = I_{dm(2)} \cos 2\omega_2 t = \frac{I_d}{\cos \varphi} \cos 2\omega_2 t.$$

Відповідне значення напруги пульсації у колі постійного струму (на конденсаторі) відносно постійної складової  $U_d$

$$u_{II}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = -\frac{\mu I_H}{\sqrt{2} \cdot 2\omega_2 C} \sin 2\omega_2 t = -U_{dm} \sin 2\omega_2 t, \quad (4.23)$$

де  $U_{dm}$  – амплітуда пульсації.

Значення ємності  $C$  обирається, виходячи з необхідного коефіцієнта пульсацій  $K_{II} = U_{dm}/U_d$

$$C_1 = \frac{\mu I_H}{2\omega_2 \cdot \sqrt{2} \cdot K_{II} \cdot U_d} = \frac{I_d}{\cos \varphi \cdot 2\omega_2 \cdot K_{II} \cdot U_d}.$$

Варто зазначити, що ці пульсації є додатковими до пульсацій напруги випрямляча на вході АІН, що обумовлені пульсаціями випрямленого струму (п. 2.2.3). При цьому максимальна загальна амплітуда пульсацій напруги може дорівнювати сумі амплітуд пульсацій від 2-ї (до вихідної частоти АІН  $\omega_2$ ) гармоніки струму і найбільшої гармоніки випрямленого струму (у разі використання трифазного мостового випрямляча 6-ї до частоти напруги мережі  $\omega$ ), тобто для визначення ємності можна прийняти

$$C = \left( \frac{I_{dm(6)}}{6\omega} + \frac{I_{dm(2)}}{2\omega_2} \right) \frac{1}{K_{II} \cdot U_d}, \quad (4.24)$$

де  $I_{dm(6)}$  – амплітуда 6-ї гармоніки випрямленого струму, що визначається згідно з п. 2.2.3.2.

Залежність ємності  $C_1$  від частоти вихідної напруги є суттєвим недоліком однофазного АІН, що обмежує реальний діапазон регулювання частоти. У разі використання АІН у схемі перетворювача частоти (п. 6.1) для живлення електродвигуна змінного струму, значення вихідної напруги, що визначається коефіцієнтом модуляції  $\mu$  регулюється пропорційно частоті. Таким чином, значення ємності, що розраховане згідно з (4.24) буде незмінним.

Суттєвим недоліком однофазних АІН, що отримують живлення від мережі змінного струму через випрямляч, є наявність низькочастотних складових у вхідному струмі випрямляча.

Як показано вище, напруга ТМВ  $u_d = U_d + U_{dm} \sin(2\omega_2 t - \varphi)$ . Пульсації на-

пруги відповідно до залежності  $I_d^* = f(u_d)$  (рис. 2.35) обумовлюють відповідні пульсації струму (у протифазі пульсаціям напруги) на виході випрямляча  $i_d$  ( $i_d^I$  – струм при ідеально згладженій напрузі)

$$i_d = i_d^I - I_{m0} \sin(2\omega_2 t - \varphi) = I_d + \sum_{i=0}^{\infty} I_{m(6l)} \sin 6l\omega t - I_{m0} \sin(2\omega_2 t - \varphi).$$

З урахуванням того, що вхідний струм ТМВ незалежно від характеру навантаження перервний і тривалість напівхвилі не перевищує  $2\pi/3$ , під час його визначення можна використовувати одиничну перемикальну функцію (рис. 2.20)

$$f(\omega t) = \frac{4}{\pi} \left[ \sin \omega t + \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l \left( \frac{1}{6l+1} \sin(6l+1)\omega t - \frac{1}{6l-1} \sin(6l-1)\omega t \right) \right].$$

Тоді значення вхідного струму можна визначити як

$$i_\phi = f(\omega t) \left[ I_d + \sum_{i=0}^{\infty} I_{m(6l)} \sin 6l\omega t \right] - f(\omega t) I_{m0} \sin(2\omega_2 t - \varphi). \quad (4.25)$$

Перша складова виразу (4.25) визначає основну і вищі гармоніки вхідного струму ТМВ. Розглянемо другу складову

$$\begin{aligned} \frac{4I_{m0}}{\pi} \sin(2\omega_2 t - \varphi) \left[ \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t - \dots \right] &= \frac{4I_{m0}}{\pi} \left[ \sin(2\omega_2 t - \varphi) \sin \omega t - \right. \\ &- \frac{1}{5} \sin(2\omega_2 t - \varphi) \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin(2\omega_2 t - \varphi) \sin 7\omega t + \dots \left. \right] = \frac{2I_{m0}}{\pi} \left[ \cos(2\omega_2 t - \omega t - \varphi) - \right. \\ &- \cos(2\omega_2 t + \omega t - \varphi) - \frac{1}{5} \cos(2\omega_2 t - 5\omega t - \varphi) + \frac{1}{5} \cos(2\omega_2 t + 5\omega t - \varphi) + \\ &+ \frac{1}{7} \cos(2\omega_2 t - 7\omega t - \varphi) - \frac{1}{7} \cos(2\omega_2 t + 7\omega t - \varphi) + \dots \left. \right]. \end{aligned} \quad (4.26)$$

У розкладанні (4.26) найбільш істотні перші дві складові

$$\cos(2\omega_2 t - \omega t - \varphi) - \cos(2\omega_2 t + \omega t - \varphi).$$

Як правило, вихідна частота нижче за частоту мережі  $\omega_2 < \omega$ . Це обумовлює наявність низькочастотної складової струму з частотою  $(2\omega_2 - \omega)$ . Так, при  $\omega_2 = 3\omega/5$  перша складова має частоту  $\omega/5$  (10 Гц за частоти мережі 50 Гц), друга складова – 110 Гц. За  $\omega_2 = 0,5\omega$  перша складова перетворюється в постійну складову. Наявність низькочастотних і постійних складових у струмі обмотки трансформатора приводить до погіршення його використання і неприпустимо. Діаграма вхідного струму фази ТМВ, працюючого на однофазний АІН при частоті вихідної напруги 30 Гц, наведена на рисунку 4.42.

Безпосередній розрахунок низькочастотних гармонік вхідного струму за розглянутою вище методикою (п. 2.2.3.2) для сталого режиму ТМВ складний, оскільки міняються кути  $\gamma$  і  $\Delta$ . Залежність відносного значення низькочастотної гармоніки  $I_{(C)}^* = I_{(C)}/I_{(I)}$  від коефіцієнта пульсацій ( $K_{II} = U_{dm}/U_d$ ) і значення  $u_d$  за

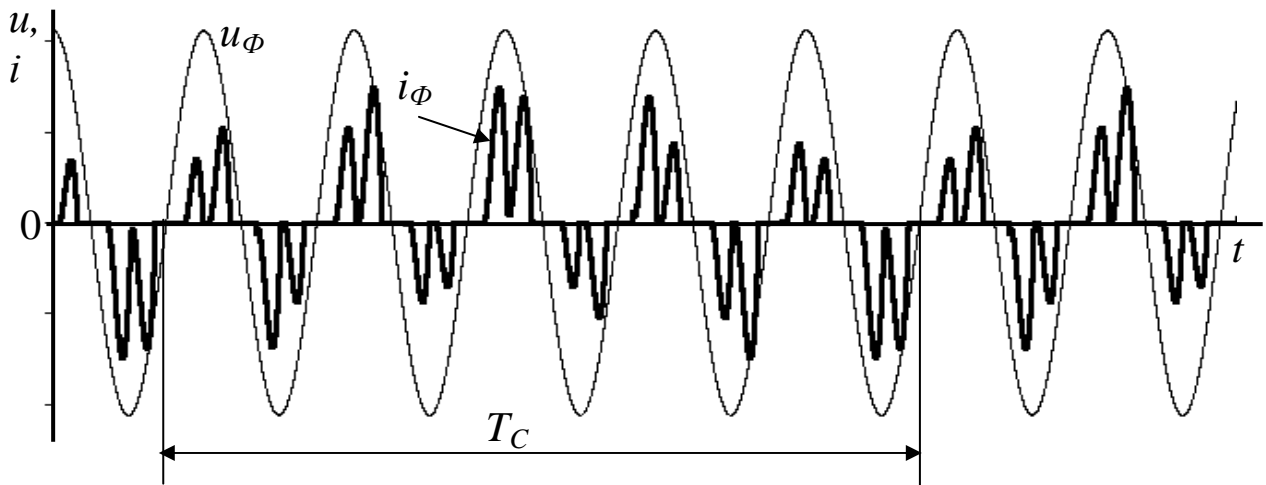


Рисунок 4.42 – Діаграми фазної напруги мережі і струму при живленні однофазного мостового АІН із ШІМ через трифазний мостовий випрямляч

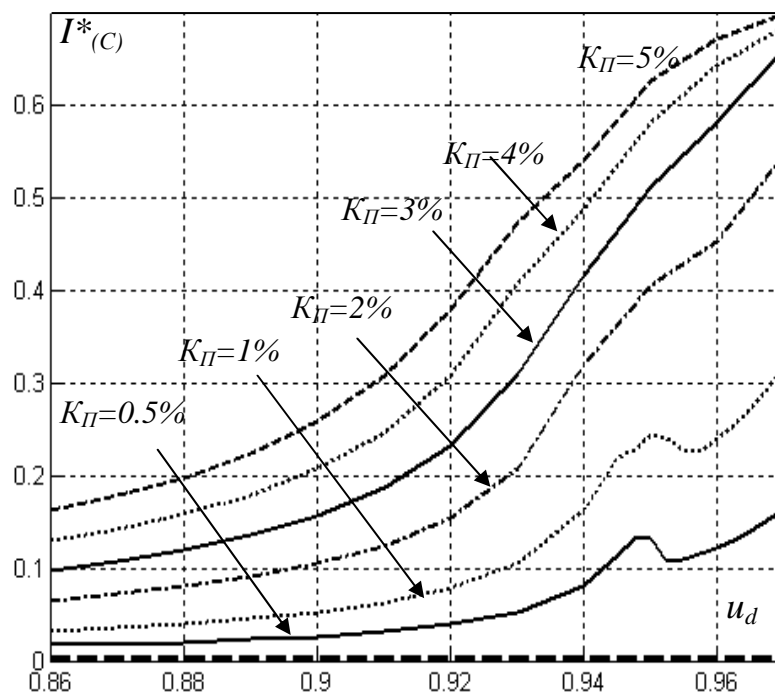


Рисунок 4.43 – Залежність  $I^*_{(C)}$  від коефіцієнта пульсацій  $K_{\Pi}$

частоти вихідної напруги 30 Гц наведена на рисунку 4.43.

Коефіцієнт пульсацій напруги на виході випрямляча  $K_{\Pi} = \frac{\mu I_H}{2\omega_2 \cdot \sqrt{2} \cdot C \cdot U_d}$

(де  $\mu = U^*_{(1)}$  – коефіцієнт модуляції за амплітудою або відносно значення першої гармоніки вихідної напруги). Вважаємо, що частота вихідної напруги пропорційна амплітуді його першої гармоніки ( $\omega_2 = U^*_{(1)} \omega_{НОМ}$ ), тоді  $K_{\Pi}$  за постійного вихідного струму в процесі регулювання можна вважати незмінним. Значення його визначається ємністю конденсатора  $C$ , яка має кінцеве значення.

Зменшення  $\mu$  призводить до зменшення  $I^*_d$  і відповідного збільшення  $u_d$ . Це у свою чергу приводить до збільшення  $I^*_{(C)}$ . Таким чином, при незмінному  $K_{\Pi}$  значення  $I^*_{(C)}$  росте, що відображає залежність (рис. 4.44) від частоти вихід-

ної напруги  $f_2$  (за незмінного значення  $u_d=0,92$  і  $K_{II}=2,5\%$ ).

**Приклад 4.3.** Розрахувати однофазний АІН із однополярною синусоїдальною ШІМ, що використовується для живлення навантаження з  $U_{НОМ}=220$  В,  $I_{НОМ}=20$  А,  $f=50$  Гц,  $\cos\varphi=0,8$ . Напруга джерела постійного струму може змінюватись у межах  $\pm 20\%$ .

**Розв'язання.** Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги АІН, виходячи з напруги навантаження  $U_{m(1)}=\sqrt{2}U_{НОМ}=311$  В. З іншого боку,  $U_{m(1)}=\mu U$  при ( $\mu \leq 1$ ). Звідки мінімальне значення постійної напруги на вході АІН

$U=311$  В і може змінюватись до  $1,4U$ . В останньому випадку коефіцієнт модуляції за умовою постійної вихідної напруги  $U_{m(1)}=\mu 1,4U$ . Звідки  $\mu=1/1,4=0,714$ . Вважаємо, що струм навантаження  $I_{H(1)}=I_{НОМ}$ . Максимальне середнє значення струму, що споживає АІН від джерела постійного струму з  $\mu=1$

$$I_d = \frac{1}{\sqrt{2}} \mu \cdot I_H \cos \varphi = 20 \cdot 0,8 / 1,414 = 11,32 \text{ А.}$$

Максимальне середнє і діюче значення струму транзистора

$$I_{VTCP} = \frac{I_{Hm}}{2\pi} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi\right) = \frac{I_{НОМ}}{\sqrt{2}\pi} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi\right) =$$

$$= (20/1,414 \cdot 3,14) (1 + 0,8 \cdot 3,14/4) = 7,33 \text{ А.}$$

$$I_{VT} = \frac{I_{Hm}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2\mu}{3\pi} \cos \varphi} = 20 \sqrt{0,25 + \frac{2 \cdot 0,8}{3\pi}} = 12,96 \text{ А.}$$

Максимальне середнє і діюче значення струму діода має місце з  $\mu=0,714$

$$I_{VDCP} = \frac{I_{Hm}}{2\pi} \left(1 - \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi\right) = (20/1,414 \cdot 3,14) (1 - 0,8 \cdot 0,714 \cdot 3,14/4) = 2,48 \text{ А.}$$

$$I_{VD} = \frac{I_{Hm}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2\mu}{3\pi} \cos \varphi} = 20 \sqrt{0,25 - \frac{2 \cdot 0,714 \cdot 0,8}{3\pi}} = 7,18 \text{ А.}$$

Максимальне значення напруги джерела постійного струму  $U_{MAX}=1,4U=435,4$  В. Частоту модуляції обираємо на рівні 5 кГц.

Ураховуючи низьку перевантажувальну спроможність за струмом, транзистори обираємо за максимальним значенням струму  $I_{Hm}=\sqrt{2}I_{НОМ}=28,28$  А. За напругою з урахуванням можливих комутаційних перенапруг обираємо за значенням  $2U_{MAX}=870$  В. Отже, обираємо IGBT транзистор типу IRG4PH40UD на струм 30 А і напругу 1200 В, робоча частота якого до 100 кГц. Він має вбудований зворотний діод.

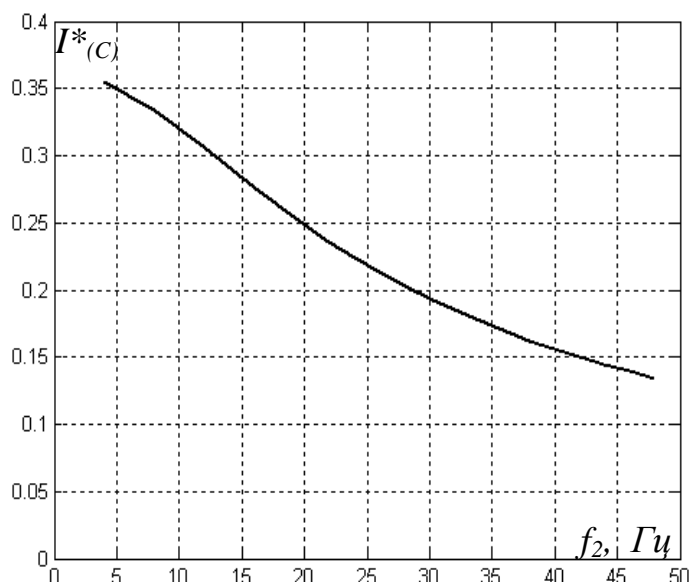


Рисунок 4.44 – Залежність  $I^*_{(C)}$  від частоти вихідної напруги

## 4.2.5 Трифазний інвертор напруги

Спрощена схема трифазного мостового інвертора подана на рисунку 4.45 і містить у собі три плеча на двох ключах двобічної провідності:

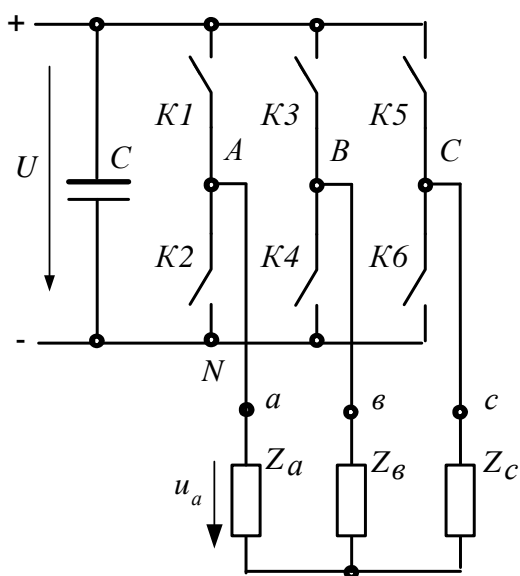


Рисунок 4.45 – Спрощена схема трифазного АІН

- плече А:  $K1, K2$ ;
- плече В:  $K3, K4$ ;
- плече С:  $K5, K6$ .

Навантаження симетричне ( $Z_a = Z_b = Z_c$ ) і підключено за схемою «зірка» до виводів А, В, С.

### 4.2.5.1 Трифазний інвертор з амплітудним керуванням

Діаграми, що ілюструють роботу схеми, подані на рисунку 4.46. У симетричній трифазній системі напруга фаз навантаження зсунута на одну третину періоду вихідної частоти (кут  $2\pi/3$ ). Відповідно до цього період вихідної напруги розподілено на шість інтервалів. Кожний з ключів у плечах схеми вмикається продовж половини періоду вихідної частоти. При цьому напруга на виводах навантаження А, В, С відносно негативного виводу

кола постійного струму  $N$  ( $u_{AN}, u_{BN}, u_{CN}$ ) приймає позитивне значення, коли замкнуті верхні ключі  $K1, K3, K5$  і нульове, коли замкнуті нижні  $K2, K4, K6$ . Лінійна напруга на виводах навантаження

$$u_{AB} = u_{AN} - u_{BN}. \quad (4.27)$$

Амплітуда її дорівнює напрузі у колі постійного струму  $U$ . У симетричній трифазній системі при з'єднанні за схемою «зірка» діюче значення лінійної напруги відносно діючого значення фазної напруги  $U_L = \sqrt{3} \cdot U_\phi$ . Вище (у п. 4.2.2.2) для напівмостової (нульової) схеми, яка складається із одного плеча, було показано, що амплітудне значення основної гармоніки вихідної напруги (відносно нульової точки)

$$U_{A0m(1)} = \frac{4 \cdot U}{\pi \cdot 2}.$$

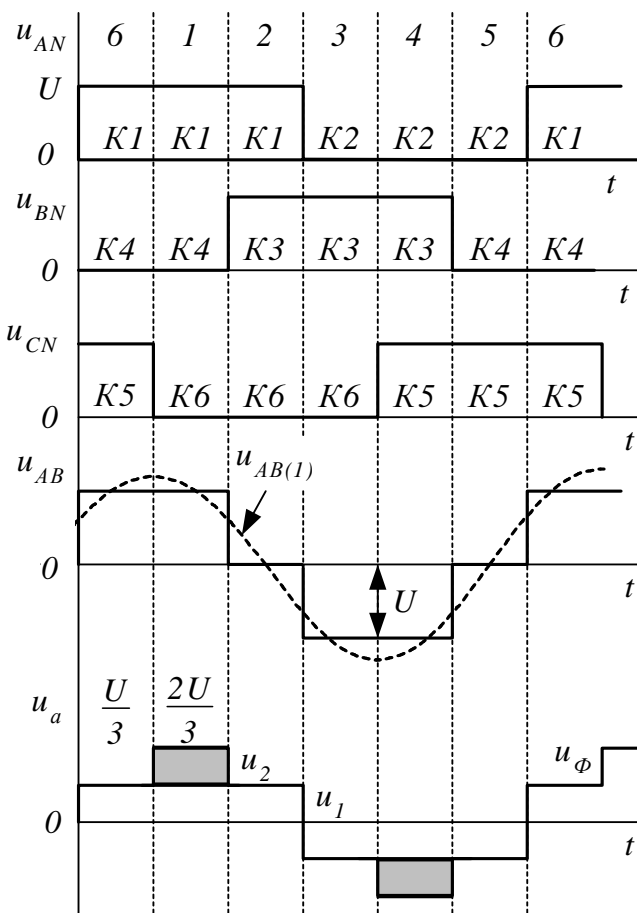


Рисунок 4.46 – Діаграми роботи трифазного мостового АІН



Напруга  $u_{AN}$  відрізняється від  $u_{AO}$  на постійну складову ( $U/2$ )  $u_{AN}=u_{AO}+U/2$ . Згідно з (4.27) постійна складова у лінійної напругі відсутня, амплітуда 1-ї гармоніки

$$U_{ABm(1)} = \sqrt{3} \cdot \frac{4 \cdot U}{\pi 2}. \quad (4.28)$$

Відповідно діюче значення

$$U_{AB(1)} = \frac{\sqrt{6} \cdot U}{\pi} = 0,78U. \quad (4.29)$$

Лінійна напруга має прямокутну форму, тривалість напівхвилі її становить  $2\pi/m=2\pi/3$ , амплітуда  $U$ . Відповідно, діюче значення становить (2.17)

$$U_{AB} = \frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{m}} = \frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 0,816U. \quad (4.30)$$

Коефіцієнт спотворення лінійної напруги  $\nu = \frac{U_{AB(1)}}{U_{AB}} = 0,955$ .

Коефіцієнт гармонік лінійної напруги (THD)  $K_{TH} = \sqrt{\frac{1}{\nu^2} - 1} = 0,3106$ .

Для визначення форми напруги на фазах навантаження скористаємося рисунком 4.47, де відображено змінювання стану схеми продовж періоду при вмиканні відповідних ключів схеми. Так, на інтервалі часу 6 замкнуті ключі  $K1$ ,  $K5$ ,  $K3$ , відповідно фази навантаження  $a$  і  $c$  підключені до позитивного виводу кола постійного струму, а фаза  $b$  – до негативного.

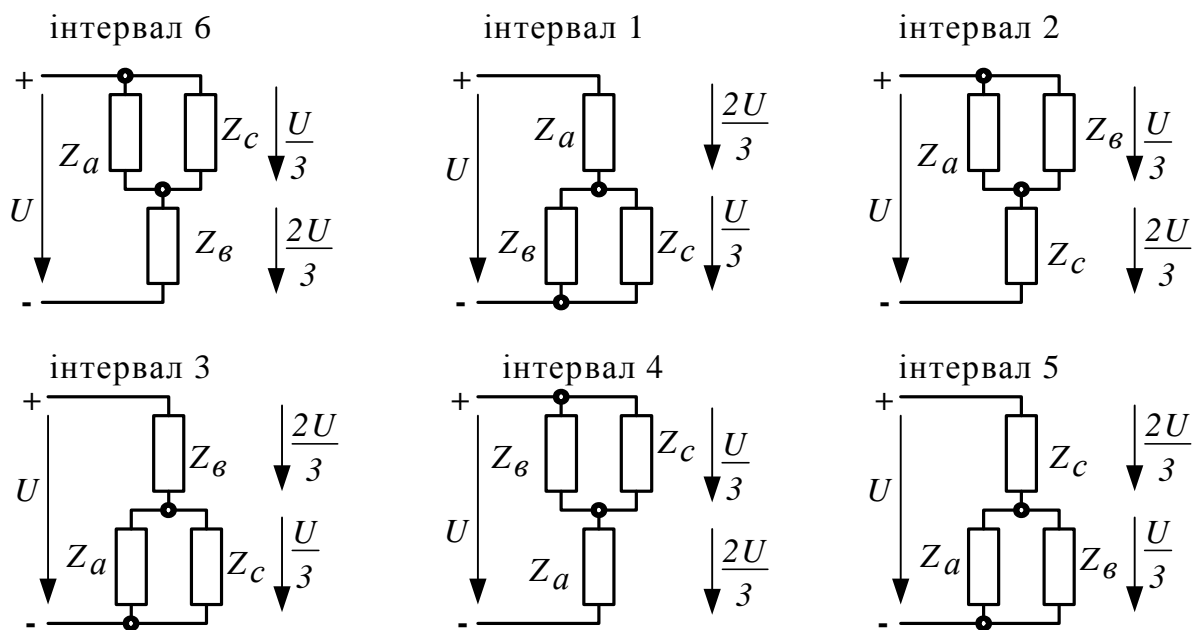


Рисунок 4.47 – Стани схеми трифазного інвертора для різних інтервалів часу

Оскільки опір при паралельному з'єднанні в два рази менший, відповідним чином розподіляється і напруга між фазами (позитивний напрямок напруги від початку фази до кінця):  $U_a = U_c = \frac{U}{3}$ ,  $U_e = -\frac{2 \cdot U}{3}$ . Аналогічним чином можна проаналізувати змінювання фазної напруги і на інших інтервалах часу. З урахуванням цього напруга фази навантаження ( $u_a$ ) має східчасту форму, як це подано на рисунку 4.46 для фази  $a$ . Діюче значення першої гармоніки фазної напруги при з'єднанні фаз навантаження за схемою «зірка» становить

$$U_{\phi(1)} = U_{Л(1)} / \sqrt{3} = 0,45U. \quad (4.31)$$

$$\text{Діюче значення фазної напруги } U_{\phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\phi}^2 d\omega}.$$

Напівхвиля фазної напруги (рис. 4.46) складається з двох сходинок однакової амплітуди ( $U/3$ ) і може бути подана як сума  $u_{\phi} = u_1 + u_2$ , де  $u_1$  – напруга прямокутної форми з тривалістю  $\pi$  ( $m=2$ ),  $u_2$  – напруга прямокутної форми з тривалістю  $2\pi/6$  ( $m=6$ ).

Таким чином, отримуємо вираз

$$U_{\phi} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (u_1 + u_2)^2 d\omega} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \frac{U^2}{9} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{3}} d\omega + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} 2^2 d\omega \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3} U = 0,471U.$$

$$\text{Коефіцієнт спотворення фазної напруги } \nu = \frac{U_{\phi(1)}}{U_{\phi}} = 0,955.$$

Відзначимо, що значення вихідної напруги інвертора однозначно визначається напругою джерела постійного струму, а частота основної гармоніки її – тривалістю вмикання відповідних ключів схеми. Для регулювання вихідної напруги необхідно використовувати у колі постійного струму джерело з регульованою напругою, наприклад, керований випрямляч.

За достатньо великої ємності конденсатора на вході інвертора його вихідна напруга практично не залежить від навантаження і, поряд із основною (1-ю) гармонікою, містить у собі вищі гармоніки, амплітуди яких зменшуються зворотньо пропорційно їх порядку (парні та кратні трьом гармоніки відсутні)

$$U_{Л(K)} = 0,78 \frac{U}{K}, \quad (4.32)$$

де  $K=6n \pm 1$  – порядковий номер гармоніки ( $n=1, 2, 3, \dots$ ).

Частота вищої гармоніки  $f_K = f_1(6n \pm 1)$ , де  $f_1 = 1/T$  – частота 1-ї гармоніки.

**Вхідний і вихідний струми АІН.** Діаграми напруги і струмів АІН подані на рисунку 4.48. Оскільки вихідна напруга АІН  $u_{\phi A}$  несинусоїдальна, струм  $i_{\phi A}$  у фазі навантаження (активно-індуктивному) теж несинусоїдальний, хоча і де-що згладжений.

Струм, що споживається АІН від джерела  $i_d$ , пульсуючий і формується з відповідних ділянок струмів фаз. Так, на інтервалі 1 (рис. 4.48)  $i_d = i_{\phi A}$  при цьому фаза  $a$  навантаження з'єднана з позитивним виводом джерела (рис. 4.47), а дві інших з'єднані з негативним, на інтервалі 2 із позитивним виводом джерела з'єднана фаза  $c$  навантаження, відповідно, струм  $i_d = -i_{\phi C}$  і так далі.

Для спрощення аналізу у подальшому будемо враховувати лише 1-шу гармоніку струму навантаження, що відстає від 1-ї гармоніки вихідної напруги, яка співпадає за фазою з кривою  $u_{\phi}$ , на кут  $\varphi$ . При цьому вхідний струм АІН  $i_d$  формується з відповідних ділянок

синусоїд (рис. 4.49) і змінюється за обвідною фазних струмів (на рисунку 4.49 виділена більш товстою лінією). У разі змінювання кута  $\varphi$  від 0 інтервали, що характеризують стани схеми АІН зсовуються відносно струму на той же кут  $\varphi$  (на рис.4.49 інтервал 1<sup>1</sup> відповідає  $\varphi=0$ , а інтервал 1 – куту  $\varphi>0$ ). Таким чином, маємо повну аналогію з формуванням вихідної напруги КВ за трифазною мостовою схемою – роль кута  $\alpha$  виконує  $\varphi$ , а замість напруги мережі маємо вихідний струм інвертора.

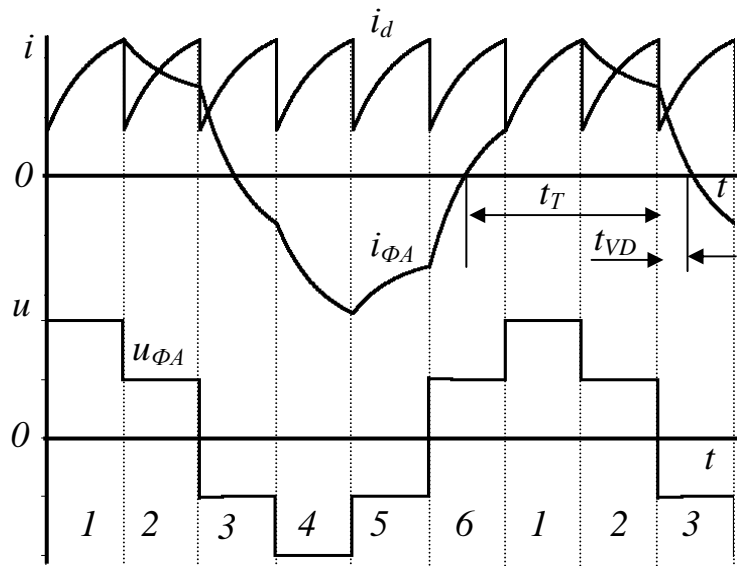


Рисунок 4.48 – Діаграми роботи АІН із амплітудним регулюванням

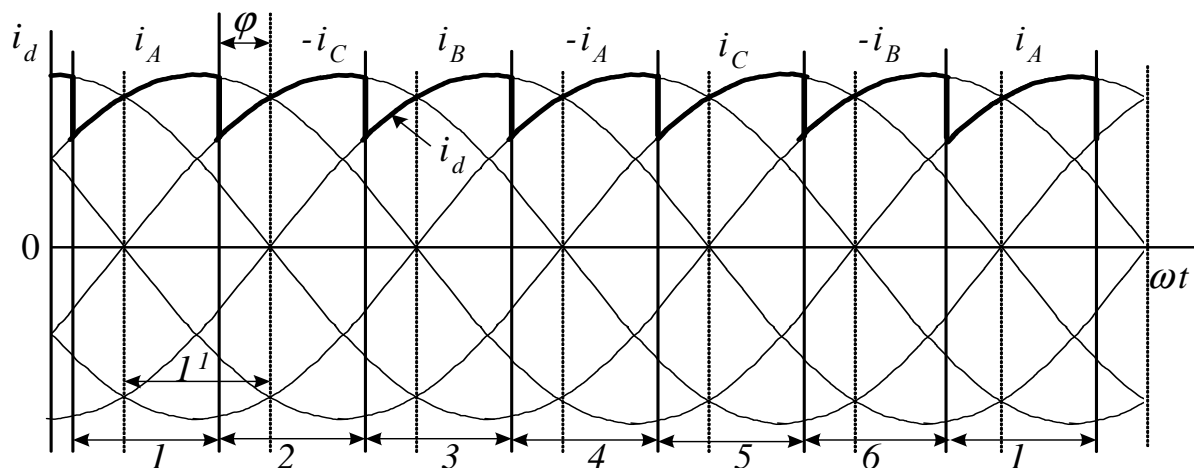


Рисунок 4.49 – Формування вхідного струму трифазного АІН з амплітудним регулюванням

Кількість пульсацій за період вихідної напруги  $m = 6$ . Відповідно, частоти гармонійних складових  $\omega_{(k)}$  мають кратність  $k = im$  ( $i = 1, 2, 3, \dots$ ) до 1-ї гармоніки  $\omega$ . Амплітуди гармонійних складових можна визначити за аналогією з (2.89)

$$I_{m(k)} = 2I_d \frac{1}{k^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi}, \quad (4.33)$$

де  $I_d$  – постійна складова (середнє значення) вхідного струму АІН.

Значення  $I_d$  визначимо з балансу активних потужностей на вході і виході АІН  $P_d = UI_d = P_H = 3U_{\Phi(1)}I_{\Phi(1)}\cos\varphi$ . Звідки середнє значення вхідного струму

$$I_d = \frac{3U_{\Phi(1)}I_{\Phi(1)}\cos\varphi}{U}. \quad (4.34)$$

Як правило, АІН отримує живлення від випрямляча (ТМВ) з вихідним ємнісним фільтром. У разі активного навантаження ТМВ ємність конденсатору визначається 6-ю гармонікою вихідного струму ТМВ і може бути розрахована згідно з коефіцієнтом пульсацій  $K_{II}$  (п. 2.2.3.2). Для ТМВ  $C_1 = \frac{I_{dm(6)}}{6\omega_1 \cdot K_{II} \cdot U_d}$  ( $\omega_1$  – кутова частота мережі змінного струму).

Змінні складові вхідного струму АІН замикаються через конденсатор фільтра, що обумовлює додаткові пульсації напруги. Найбільша з них має кратність  $k=6$ , тобто струм у конденсаторі, обумовлений цією гармонікою (наступні складові струму з кратностями  $k=12, 18, \dots$  впливають значно меншою мірою)  $i_c = I_{m(6)}\cos 6\omega_2 t$  ( $\omega_2$  – кутова частота вихідної напруги АІН). Відповідне значення напруги пульсації у колі постійного струму відносно постійної складової

$$u_{II}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = -\frac{I_{m(6)}}{6\omega_2 C} \sin 6\omega_2 t = -U_{II(6)} \sin 6\omega_2 t, \quad (4.35)$$

де  $U_{II(6)}$  – амплітуда пульсації.

Значення додаткової ємності  $C_2$  також обирається, виходячи з коефіцієнта пульсацій  $K_{II} = U_{II(6)} / U$

$$C_2 = \frac{I_{m(6)}}{6\omega_2 \cdot K_{II} \cdot U}. \quad (4.36)$$

Розглянемо крайній випадок, коли амплітуди 6-ї гармоніки вихідного струму випрямляча і 6-ї гармоніки вхідного струму АІН співпадають і додаються. Тоді загальне значення ємності конденсатора фільтра

$$C = \left( \frac{I_{dm(6)}}{\omega} + \frac{I_{m(6)}}{\omega_2} \right) \frac{1}{6 \cdot K_{II} \cdot U}. \quad (4.37)$$

Залежність  $C$  від частоти напруги є суттєвим недоліком АІН з амплітудним регулюванням, що обмежує реальний діапазон регулювання частоти.

**Завантаження елементів схеми АІН.** Як ключі схеми (рис. 4.45) звичайно використовують повністю керовані пристрої (транзистори (рис. 4.50) або тиристори, що вимикаються за колом керування), під час використання напівкерованих ключів схема доповнюється колами примусової комутації.

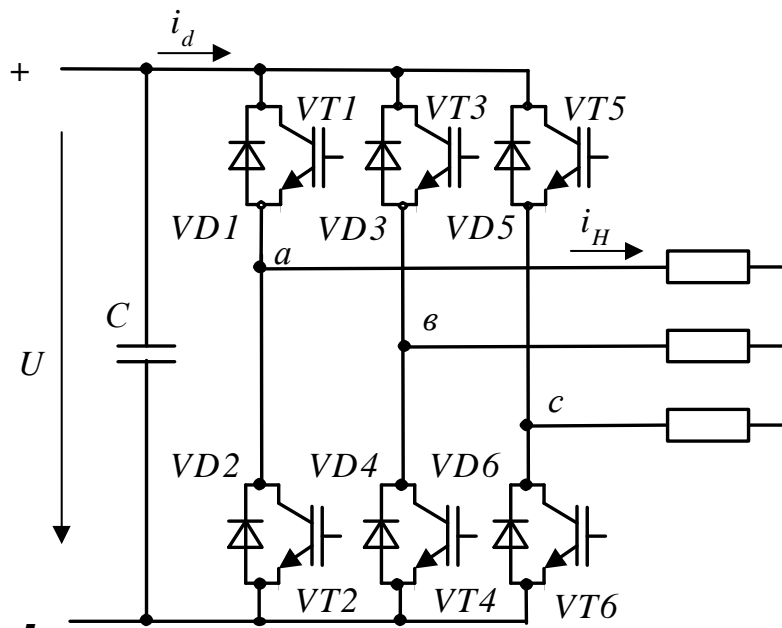


Рисунок 4.50 – Схема трифазного АИН на транзисторах

Для забезпечення двобічної провідності ключ має зворотний діод, що проводить струм на інтервалах, коли напрямок струму і напруги у фазі АИН протилежні. На рисунку 4.48 інтервали провідності транзистора (тиристора) позначені як  $t_T$ , для зворотного діода  $t_{VD}$ . При цьому кожний із ключів у плечі інвертора працює протягом напівперіоду вихідної напруги, як і у однонапівперіодній схемі керованого випрямляча (п. 2.5). Роль куту  $\alpha$ , коли ключ вимкнений, виконує  $\varphi$ , тому враховуючи лише першу гармоніку вихідного струму  $I_{\Phi m(1)}$ , можна за аналогією з вихідною напругою випрямляча (2.77) визначити середні значення струмів ключа і зворотного діодів:

$$I_{TCP} = I_o \frac{1 + \cos \varphi}{2} = \frac{I_{\Phi m(1)}}{\pi} \frac{(1 + \cos \varphi)}{2}, \quad (4.38)$$

$$I_{VDCP} = \frac{I_{\Phi m(1)}}{\pi} \frac{(1 - \cos \varphi)}{2}. \quad (4.39)$$

За напругою ключі обираються з подвійним запасом (з урахуванням можливих перенапруг, що обумовлені паразитними індуктивностями силових кіл при перемиканні струму ключами).

**Приклад 4.4.** Розрахувати трифазний АИН з амплітудним регулюванням, що використано для живлення двигуна змінного струму  $P_{НОМ} = 100$  кВт,  $U_{НОМ} = 380$  В,  $f = 50$  Гц,  $\eta_{НОМ} = 0,9$ ,  $\cos \varphi = 0,8$ . Схема з'єднань обмотки статора «зірка». Діапазон регулювання частоти вихідної напруги  $(50 \div 5)$  Гц з регулюванням вихідної напруги пропорційно частоті.

**Розв'язання.** Виходячи з того, що  $U_{Л(1)} = U_{НОМ} = 0,78U$  визначимо діапазон регулювання напруги джерела постійного струму  $U_{МАХ} = U_{НОМ} / 0,78 = 380 / 0,78 = 487,2$  В, мінімальне значення  $U_{МИН} = 0,1 U_{МАХ} = 48,72$  В, мінімальне значення вихідної напруги  $U_{Л(1)МИН} = 0,1 U_{НОМ} = 38$  В.

Діюче значення вихідної лінійної напруги  $U_{\text{л}} = 0,816U = 487,2 \cdot 0,816 = 397,6 \text{ В}$ .

$$\text{Струм двигуна } I_{\text{НОМ}} = I_{\Phi(1)} = \frac{P_{\text{НОМ}}}{\sqrt{3}U_{\text{НОМ}} \cos \varphi_{\text{НОМ}} \eta_{\text{НОМ}}} = \frac{100000}{\sqrt{3} \cdot 380 \cdot 0,8 \cdot 0,9} = 211 \text{ А.}$$

Амплітуда фазного струму  $I_{\Phi m(1)} = \sqrt{2}I_{\Phi(1)} = 298,4 \text{ А}$ .

Частота перемикачів ключів схеми не перевищує 50 Гц, тому у схемі, поряд з IGBT, можна використовувати тиристори, що вимикаються за сигналом у колі керування. Середній струм тиристора і діода:

$$I_{\text{TCP}} = \frac{I_{\Phi m(1)}}{\pi} \frac{(1 + \cos \varphi)}{2} = 298,4(1+0,8)/2\pi = 85,5 \text{ А.}$$

$$I_{\text{VDCP}} = \frac{I_{\Phi m(1)}}{\pi} \frac{(1 - \cos \varphi)}{2} = 298,4(1-0,8)/2\pi = 9,5 \text{ А.}$$

Тиристори і діоди обираємо за середнім значенням струму, за напругою з урахуванням можливих комутаційних перенапруг обираємо за значенням  $2U_{\text{MAX}} = 974,4 \text{ В}$ . Транзистор обираємо за максимальним струмом  $I_{\text{VTMAX}} = \sqrt{2}I_{\text{НОМ}} = 298,4 \text{ А}$ . Отже обираємо транзисторний модуль із вбудованим діодом CM300DY-24A на напругу 1200 В і струм 300 А.

Середнє значення струму у колі постійного струму на вході АІН:

$$I_d = \frac{\sqrt{3}U_{\text{л}(1)}I_{\Phi(1)} \cos \varphi}{U} = \sqrt{3} \cdot 380 \cdot 211 \cdot 0,8 / 487,2 = 228 \text{ А.}$$

Вважаємо, що АІН живиться від мережі змінного струму через трифазний мостовий випрямляч із вихідним ємнісним фільтром (п. 2.2.3.2.2). Відносне значення випрямленої напруги приймаємо  $u_d = 0,94$ , коефіцієнт пульсацій  $K_{\text{П}} = 0,05$ , тоді згідно з таблицею 2.8  $I_d^* = 0,026$ ,  $I'_{dm(6)} = I_{dm(6)} / I_d = 0,711$ .

Відповідно значення  $I_{dm(6)} = I_d \cdot I'_{dm(6)} = 162,1 \text{ А}$ .

Амплітуда 6-ї гармоніки вхідного струму АІН за частоти вихідної напруги 50 Гц  $I_{m(6)} = 2I_d \frac{1}{k^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 \cdot \text{tg}^2 \varphi} = \frac{2 \cdot 228}{6^2 - 1} \sqrt{1 + 6^2 \cdot \text{tg}^2 \varphi} = 60,06 \text{ А}$ .

$$\text{Ємність } C = \left( \frac{I_{dm(6)}}{\omega} + \frac{I_{m(6)}}{\omega_2} \right) \frac{1}{6 \cdot K_{\text{П}} \cdot U} = \frac{162,1 + 60,06}{314 \cdot 6 \cdot 0,05 \cdot 487,2} = 4840 \text{ мкФ}$$

Визначимо ємність конденсатору на вході АІН за мінімальної вихідної частоти 5 Гц і номінального навантаження двигуна  $I_{\Phi(1)} = 211 \text{ А}$ .

$$I_d = \frac{\sqrt{3}U_{\text{л}(1)}I_{\Phi(1)} \cos \varphi}{U} = \sqrt{3} \cdot 38 \cdot 211 \cdot 0,8 / 48,72 = 228 \text{ А.}$$

Незмінним буде і значення  $I_{m(6)} = 60,06 \text{ А}$ . Ємність конденсатору без урахування  $I_{dm(6)}$   $C_2 = \frac{I_{m(6)}}{6\omega_2 \cdot K_{\text{П}} \cdot U} = 60,06 / (6 \cdot 31,4 \cdot 0,05 \cdot 48,72) = 0,1320 \text{ Ф} = 132 \text{ 000 мкФ}$ .

Таким чином, зі зменшенням значення вихідної частоти в 10 разів, потрібна для забезпечення того ж рівня пульсацій напруги на вході АІН, ємність збільшилась у 27 разів. Саме це значення необхідно обрати.

#### 4.2.5.2 Трифазний інвертор з синусоїдальною ШІМ

Принцип використання ШІМ для регулювання вихідної напруги у трифазній мостовій схемі інвертора такий же, як у розглянутих вище напівмостовій (нульовій) і однофазній мостовій схемах – верхній і нижній ключі кожного з плечей знаходяться у протилежних станах і перемикаються з частотою модуляції. Час вмикання ключів визначається порівнянням модулюючої напруги  $u_{ТР}$  із заданою напругою  $u_{ЗАД}$ . Оскільки на виході формується симетрична трифазна система напруги, необхідні три однакових заданих напруги із зсувом на одну третину періоду вихідної частоти ( $2\pi/3$ ):  $u_{ЗАДА}$ ,  $u_{ЗАДВ}$ ,  $u_{ЗАДС}$ . Діаграми, що ілюструють принцип реалізації ШІМ, подані на рисунку 4.51.

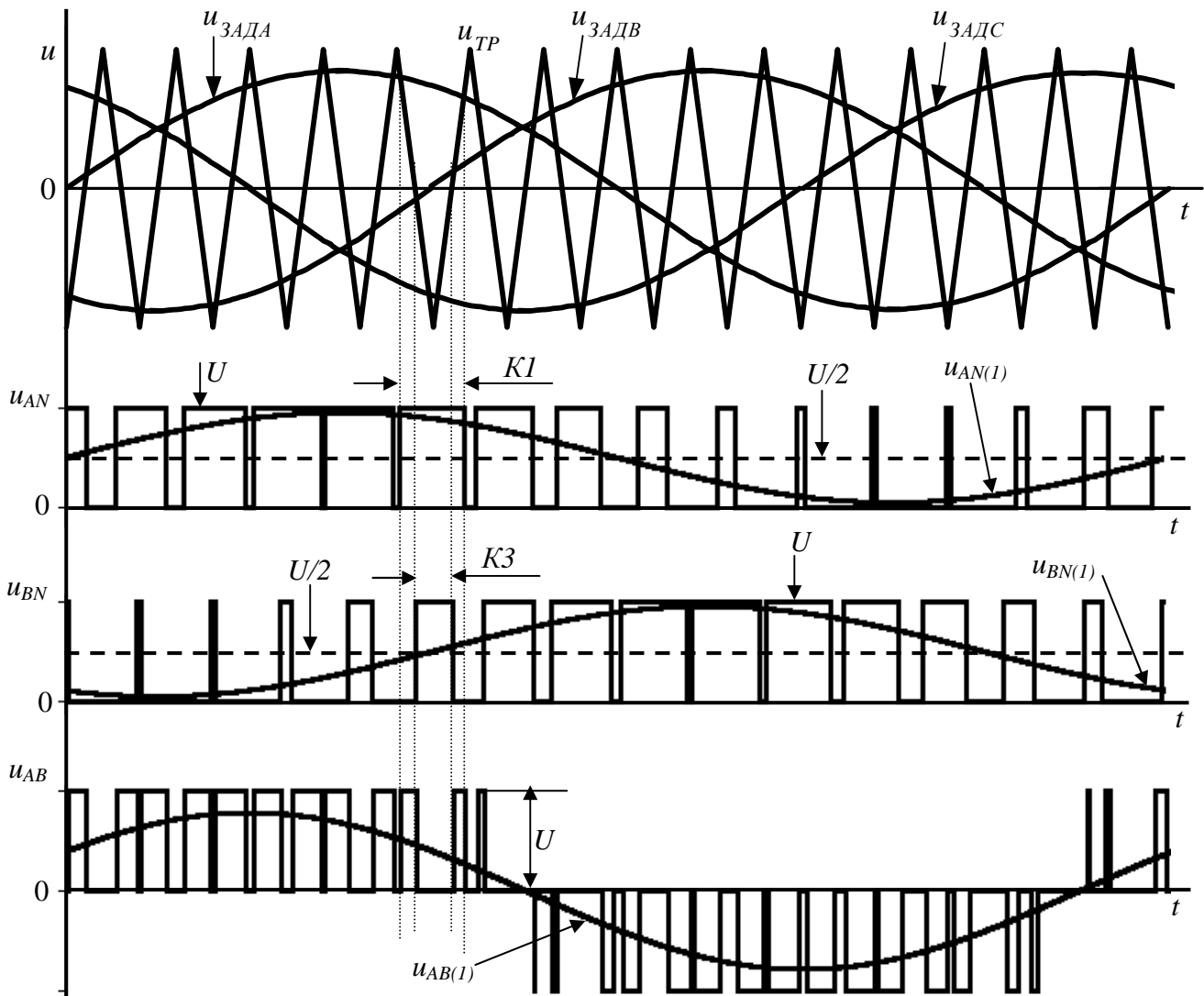


Рисунок 4.51 – Принцип реалізації синусоїдальної ШІМ у трифазному інверторі напруги

Для спрощення аналізу процесів у схемі коефіцієнт модуляції за частотою обрано кратним трьом  $m_f=15$ , при цьому процеси у фазах інвертора (з урахуванням зсуву за фазою) ідентичні, тобто ідентичними є напруги на виводах  $A$  і  $B$  відносно негативного виводу джерела постійного струму ( $u_{АН}$ ,  $u_{БН}$ ).

Напруги  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$  поряд із змінними містять у собі і постійну складову  $U/2$ . Лінійна напруга на виводах навантаження  $u_{AB}=u_{AN} - u_{BN}$ . Її 1-ша гармоніка також визначається різницею 1-х гармонік відповідних напруг, амплітуда яких

$$U_{m(1)} = \mu \cdot \frac{U}{2}. \quad (4.40)$$

Оскільки напруги утворюють симетричну трифазну систему, отримуємо значення амплітуди основної гармоніки лінійної напруги

$$U_{Lm(1)} = \mu \cdot \frac{U}{2} \cdot \sqrt{3} \quad (\mu \leq 1 - \text{у межах лінійної модуляції}). \quad (4.41)$$

$$\text{Діюче значення становить} \quad U_{L(1)} = \mu \cdot \frac{U}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = \mu \cdot 0,612 \cdot U. \quad (4.42)$$

$$\text{Діюче значення лінійної напруги} \quad U_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{L}^2 d\omega}.$$

Лінійна напруга має характер імпульсів з амплітудою  $U$ . У разі зведення у квадрат отримуємо імпульси, що мають одну полярність і амплітуду  $U^2$ . Коефіцієнт заповнення імпульсів залишається незмінним, тобто середнє значення  $u_{L}^2$  змінюється за законом  $u_{CP} = \mu \cdot U^2 \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot |\sin \omega t|$ .

Таким чином,  $u_{L}^2$  можна визначити як суму  $u_{L}^2 = u_{CP} + \sum u_K$ , де  $\sum u_K$  - сума вищих гармонік у смузі частот із центрами  $i(m_f)$ ,  $i$  - ціле число.

$$\text{Тоді отримуємо} \quad \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{L}^2 d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_{CP} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum u_K d\omega.$$

Другий інтеграл становить середнє значення відповідних вищих гармонік за період основної гармоніки, яке за  $m_f \gg 1$  наближається до нуля, і їм можна нехтувати. Таким чином,

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \mu U^2 \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega t d\omega} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \mu U^2 \frac{\sqrt{3}}{2} 2} = 0,743 U \sqrt{\mu}.$$

Відповідно, коефіцієнт гармонік (THD) і коефіцієнт спотворення напруги:

$$K_{TH} = \frac{\sqrt{U_L^2 - U_{L(1)}^2}}{U_L} = \frac{\sqrt{0,551 - 0,375\mu}}{0,612\sqrt{\mu}}, \quad \nu = \frac{U_{L(1)}}{U_L} = \frac{0,612\sqrt{\mu}}{0,743}.$$

За  $\mu=1$  отримуємо  $K_{TH}=0,69$  (69%),  $\nu=0,824$ . Із зменшенням  $\mu$  коефіцієнт гармонік зростає, тобто гармонійний склад напруги погіршується. Варто зазначити, що коефіцієнт гармонік – це інтегральний показник, і для оцінки слід враховувати увесь частотний спектр гармонік. Так, у разі використання синусоїдальної ШІМ коефіцієнт гармонік вище, ніж при амплітудному керуванні (п. 4.2.5). Проте у спектрі майже відсутні низькочастотні гармоніки з частотами,



кратними частоті вихідної напруги. Існуючі гармоніки, хоча і мають значні амплітуди, зсунуті у область високих частот і мають частоти кратні частоті модуляції. Це значно спрощує їх фільтрацію, як наслідок форма струму при активно-індуктивному навантаженні майже синусоїдальна (рис. 4.52).

#### Аналіз завантаження елементів схеми АІН за синусоїдальної ШІМ

Струм фази  $A$  навантаження  $i_H = i_{\Phi A}$  практично синусоїдальний і зсунений відносно першої гармоніки фазної напруги  $u_{\Phi A(1)}$  на кут  $\varphi$ . Позитивна напівхвиля струму формується вмиканням транзистора  $VT1$ , у разі вимкнення  $VT1$  струм перемикається діодом  $VD2$ . При цьому струм транзистора і діода має імпульсний характер (рис. 4.52). Цей струм можна визначити безперервною функцією, як це зроблено у п. 4.2.4.1, що дозволяє достатньо просто визначити діючі та середні значення струмів елементів схеми. Для схеми трифазного АІН співвідношення такі ж, як і у однофазного АІН.

Вхідний струм АІН  $i_d$  має імпульсний характер (рис. 4.52 і рис. 4.53), до того ж імпульси змінюють полярність на негативну, коли енергія повертається у джерело (рис. 4.53). Обмін реактивною енергією здійснюється між фазами самого АІН [1], якщо кут  $\varphi$  не перевищує  $\pi/6$ . За більших значень  $\varphi$  (рис. 4.53) у процесі обміну бере участь і джерело енергії (конденсатор на вході АІН).

Вхідний струм інвертора містить постійну складову (середнє значення) і змінні складові, що ілюструє рисунок 4.52, де подано сигнал  $i_{dCP}$  з виходу фільтру вищих частот. Не важко побачити, що змінні складові мають частоти, кратні частоті модуляції. Вважаємо, що змінні складові замикаються крізь конденсатор фільтра на вході інвертора, постійна складова тече через випрямляч.

Середнє значення струму знайдемо виходячи з балансу активної потужності на вході і виході АІН ( $P_d = P_H$ )

$$I_{BXC} = I_d = \frac{3U_{Hm(1)} \cdot I_{Hm} \cos \varphi}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cdot U}.$$

$$\text{Коефіцієнт модуляції } \mu = \frac{2U_{Hm(1)}}{U}.$$

Відтоді маємо

$$I_d = \frac{3}{4} \mu \cdot I_{Hm} \cos \varphi. \quad (4.43)$$

Діюче значення вхідного струму згідно з [15]

$$I_{BX} = I_{Hm} \frac{\sqrt{6}}{8} \sqrt{4 - \mu^2 + 4\mu^2 \cdot \cos^2 \varphi}. \quad (4.44)$$

Коефіцієнт гармонік вхідного струму

$$k_{FCBX} = \frac{\sqrt{I_{BX}^2 - I_d^2}}{I_d} = \sqrt{\frac{4 - \mu^2 + 4\mu^2 \cos^2 \varphi}{6\mu^2 \cdot \cos^2 \varphi}} - 1. \quad (4.45)$$

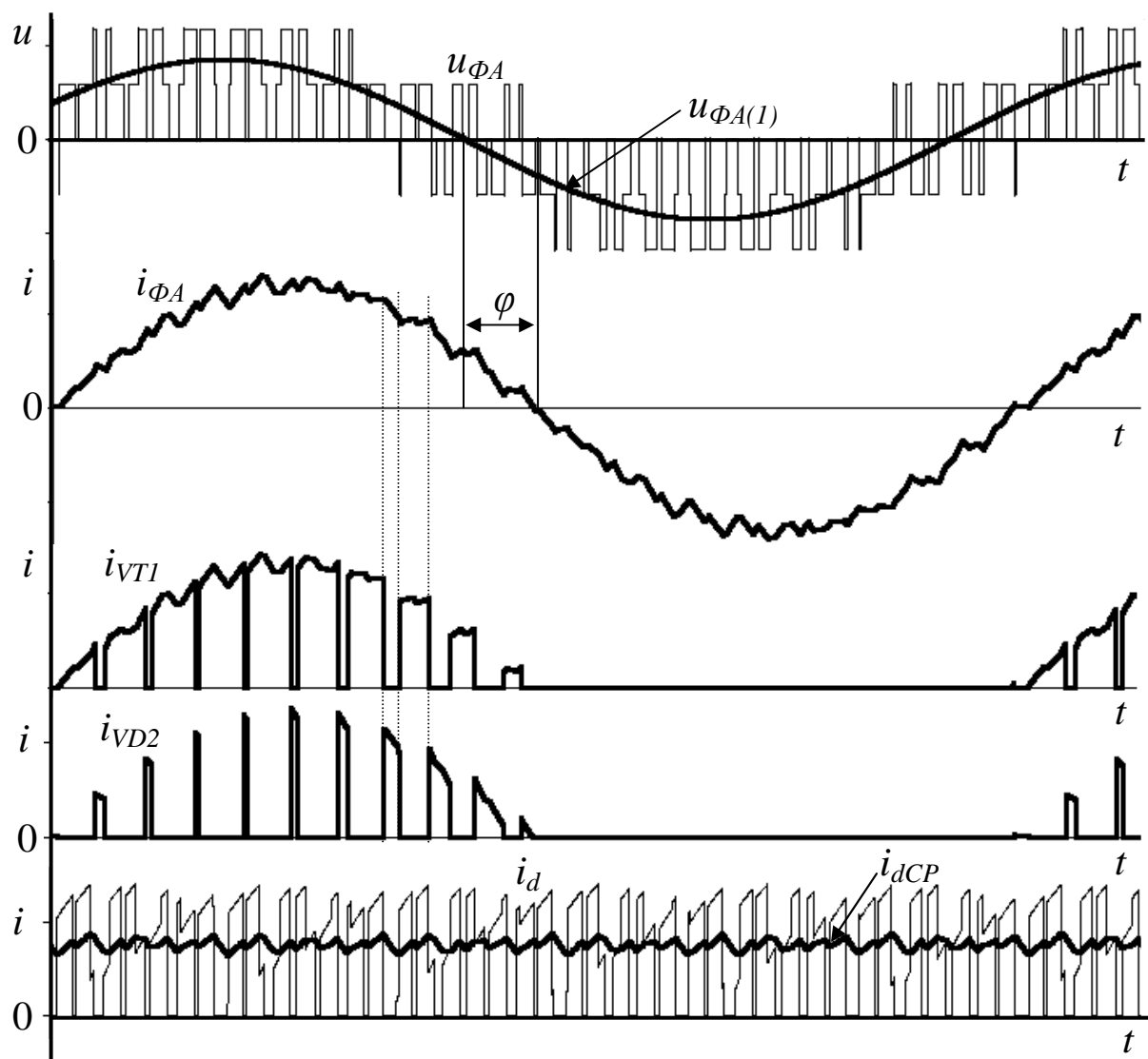


Рисунок 4.52 – Діаграми напруги і струмів трифазного АІН із ШІМ при куті  $\varphi=27^\circ$

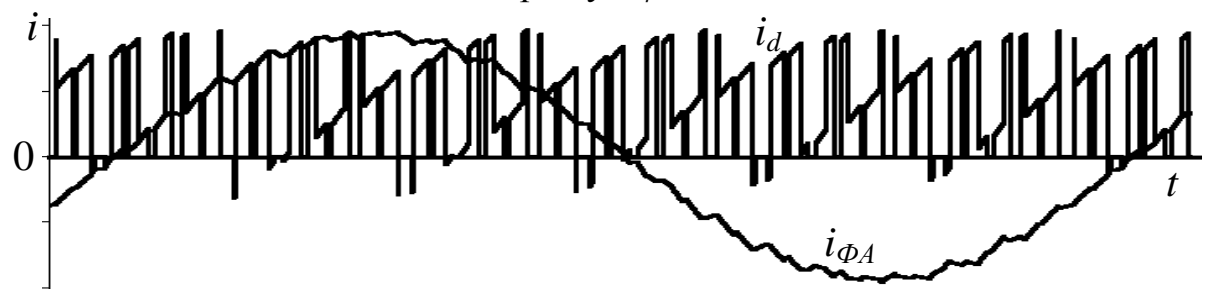


Рисунок 4.53 – Діаграми струмів АІН із ШІМ при куті  $\varphi=52^\circ$

Ємність конденсатора фільтра не залежить від частоти вихідної напруги, впливом складових із частотами, кратними частоті модуляції, також можна нехтувати. Отже, у разі використання на вході АІН трифазного мостового випрямляча з вихідним ємнісним фільтром значення ємності і інші параметри випрямляча можна визначити згідно із методикою у п. 2.2.3.2.

Варто зазначити, що високочастотні складові струму обумовлюють у

конденсаторі фільтра додаткові втрати енергії.

Для підвищення вихідної напруги інвертора застосовується перемодуляція, коли  $\mu \geq 1$ . При цьому регулювання можливе до значення  $U_{L(1)} \leq 0,78U$  (коли модуляція відсутня).

Разом із тим, перемодуляція, як було показано вище (п. 4.2.2.3), призводить до погіршення гармонійного складу вихідної напруги інвертора. На відміну від однофазної схеми це виявляється у меншому ступіні завдяки тому, що гармоніки кратні трьом у системі без нульового дроту відсутні.

У п. 4.2.2.3 було розглянуто перемодуляцію з використанням при  $\mu > 1$  попередньої модуляції напруги завдання з частотою основної гармоніки напругою третьої (до основної) гармоніки. Це дозволяє підвищити значення основної гармоніки вихідної напруги на 15,5 %. Максимальне діюче значення лінійної напруги на навантаженні при цьому складає  $U_L = 0,707U$ , що є достатнім для забезпечення частотного регулювання (без обмежень) електроприводу змінного струму у діапазоні до номінальної швидкості, якщо інвертор живиться від мережі змінного струму безпосередньо через випрямляч.

Що стосується третьої гармоніки, вона присутня лише в фазній напрузі АІН, проте відповідні гармонійні складові у струмі фаз навантаження відсутні, що є особливістю трифазних кіл без нейтрального дроту.

Перевагою попередньої модуляції третьою гармонікою є можливість відтворення заданої напруги гармонійними сигналами, що особливо важливо при використанні у векторних системах керування, де використовується перетворення координат із нерухомої системи в систему, що обертається, та інше.

Останнім часом найбільшого розповсюдження знайшов метод, що розглянуто нижче і отримав назву векторна ШІМ.

**Приклад 4.5.** Розрахувати трифазний АІН із синусоїдальною ШІМ для живлення двигуна змінного струму  $P_{НОМ}=55$  кВт,  $U_{НОМ}=380$  В,  $f_{НОМ}=50$  Гц,  $\eta_{НОМ}=0,83$ ,  $\cos\varphi=0,8$ . Схема з'єднань обмотки статора «зірка». Діапазон регулювання вихідної напруги (50-5) Гц з регулюванням вихідної напруги пропорційно частоті за незмінного навантаження. Розглянути, як зміняться параметри у разі використання векторної ШІМ (п. 4.2.5.3).

**Розв'язання.** Виходячи з того, що з  $\mu=1$   $U_{L(1)}=U_{НОМ}=0,612U$  визначимо напругу джерела постійного струму  $U=U_{НОМ}/0,612=380/0,612=621$  В.

Мінімальне значення вихідної напруги має місце з  $\mu=0,1$  при вихідній частоті 5 Гц  $U_{L(1)MIN}=0,1U_{НОМ}=38$  В.

Номінальний струм двигуна

$$I_{НОМ}=I_{\Phi(1)}=\frac{P_{НОМ}}{\sqrt{3}U_{НОМ}\cos\varphi_{НОМ}\eta_{НОМ}}=\frac{55000}{\sqrt{3}\cdot 380\cdot 0,8\cdot 0,83}=125,9 \text{ А.}$$

Амплітуда фазного струму  $I_{\Phi m(1)}=\sqrt{2}I_{\Phi(1)}=178$  А.

Максимальне середнє значення струму, що споживає АІН від джерела постійного струму з  $\mu=1$

$$I_d=\frac{3}{4}\mu\cdot I_{\Phi m(1)}\cos\varphi=0,75\cdot 178\cdot 0,8=106,8 \text{ А.}$$

Діюче значення струму, що споживає АІН,

$$I_{BX} = I_{\Phi m(1)} \frac{\sqrt{6}}{8} \sqrt{4 - \mu^2 + 4\mu^2 \cdot \cos^2 \varphi} = 128,5 \text{ A.}$$

Коефіцієнт гармонік вхідного струму АІН

$$k_{ГCBX} = \frac{\sqrt{I_{BX}^2 - I_d}}{I_d} = \sqrt{\frac{4 - \mu^2 + 4\mu^2 \cos^2 \varphi}{6\mu^2 \cdot \cos^2 \varphi} - 1} = 0,67.$$

Максимальне середнє і діюче значення струму транзистора:

$$I_{VTCP} = \frac{I_{\Phi m(1)}}{2\pi} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi\right) = \frac{I_{HOM}}{\sqrt{2\pi}} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi\right) =$$

$$= (125,9/1,414 \cdot 3,14) (1 + 0,8 \cdot 3,14/4) = 46,15 \text{ A.}$$

$$I_{VT} = I_{HOM} \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2\mu}{3\pi} \cos \varphi} = 125,9 \sqrt{0,25 + \frac{2 \cdot 0,8}{3\pi}} = 81,6 \text{ A.}$$

Максимальне середнє і діюче значення струму діода має місце з  $\mu=0,1$

$$I_{VDCP} = \frac{I_{HOM}}{\sqrt{2\pi}} \left(1 - \frac{\mu\pi}{4} \cos \varphi\right) = (125,9/1,414 \cdot 3,14) (1 - 0,8 \cdot 0,1 \cdot 3,14/4) = 26,6 \text{ A.}$$

$$I_{VD} = I_{HOM} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2\mu}{3\pi} \cos \varphi} = 125,9 \sqrt{0,25 - \frac{2 \cdot 0,1 \cdot 0,8}{3\pi}} = 60,77 \text{ A.}$$

Враховуючи низьку переважувальну спроможність за струмом, транзистори (на низьких частотах вони значний час проводять струм при близьких до максимального значеннях) обираємо за максимальним значенням струму  $I_{Hm} = \sqrt{2} I_{HOM} = 178 \text{ A}$ . За напругою з урахуванням можливих комутаційних перепадів за значенням  $2U_{MAX} = 1242 \text{ В}$ . Отже, обираємо транзисторний модуль IGBT [17] типу CM200DY-24A із вбудованим діодом на струм 200 А і напругу 1200 В, робоча частота якого до 100 кГц.

Відповідно частоту модуляції приймаємо 2,5 кГц.

Ємність конденсатора на вході АІН і параметри вхідних кіл випрямляча можна розрахувати згідно з методикою у п. 2.2.3.2.2. У разі живлення від мережі змінного струму з напругою 380 В у вхідних колах варто передбачити трансформатор для узгодження напруги.

Векторна ШІМ забезпечує краще використання напруги джерела з  $\mu=1$   $U_{Л(1)} = U_{HOM} = 0,707U$ . Звідки напруга джерела постійного струму

$$U = U_{HOM}/0,707 = 380/0,707 = 537,5 \text{ В.}$$

Отримане значення відповідає напрузі трифазного мостового випрямляча за безпосереднього живлення від мережі змінного струму з напругою 380 В без трансформатора. Основні показники при цьому суттєво не зміняться.

#### 4.2.5.3 Трифазний інвертор з векторною ШІМ

Розглянутий вище метод модуляції, коли напруга завдання змінюється за синусоїдальним законом отримав назву синусоїдальна ШІМ (СШІМ)-*Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)*. Він здійснюється незалежним керуванням на заданій частоті модуляції ( $f_M$ ) ключами плечей інвертора (рис. 4.45) таким чином, що в середніх точках кожного плеча формуються синусоїдальні напруги, зсунуті одна відносно другої на 120 електричних градусів. При цьому верхній і нижній ключі завжди перемикаються в протифазі і максимальна амплітуда вихідного сигналу дорівнює половині напруги у колі постійного струму  $U/2$ , відповідно лінійна напруга на виході не перевищує  $0,612U$ . Під час живлення безпосередньо від мережі змінного струму з напругою  $U_L=380$  В через некерований трифазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром на виході напруга у колі постійного струму дорівнює амплітуді лінійної напруги  $U_{Lm}$  і становить  $U=U_d=U_{Lm}=\sqrt{2}U_L=537$  В. Максимальна лінійна напруга на виході АІН при цьому  $U_{ЛВИХ}=0,612U=329$  В (замість 380 В), тобто двигун не повністю використовується за напругою (недовикористовується приблизно на 15 %).

Цей недолік можна компенсувати використанням перемодуляції. Останнім часом розповсюдження знайшов інший метод, що отримав назву векторна ШІМ (ВШІМ) - *Space Vector Pulse Width Modulation*.

ВШІМ у своїй основі зводиться до формування просторового (результуючого) вектора напруги на навантаженні, в якості якого використовується обмотка статора машини змінного струму. Для трифазної машини просторовий вектор напруги статора

$$\underline{U}_S = 2/3(\underline{u}_a + \underline{a} \cdot \underline{u}_b + \underline{a}^2 \cdot \underline{u}_c), \quad (4.46)$$

де  $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ ,  $\underline{a}^2 = e^{-j2\pi/3}$  – оператори повороту, що враховують просторове розташування обмоток із зсувом на 120°;  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  – миттєві значення фазної напруги.

При симетричній синусоїдальній системі фазної напруги отримуємо вектор, що рівномірно обертається з частотою  $\omega$  (частота вихідної напруги) і його кінець описує коло. При східчастій формі напруги вектор пересовується кроками, почергово займаючи ряд фіксованих положень, кожному з яких відповідає визначена комбінація напруги.

Розглянемо принцип побудови просторового вектора у схемі трифазного інвертора за відсутності модуляції (рис. 4.45). Як було показано вище (п. 4.2.5) період вихідної напруги складається з 6 інтервалів (рис. 4.46), продовж яких стан схеми незмінний. Перехід від одного інтервалу до наступного здійснюється під час перемикання пари ключів в одному з плечей схеми. На рисунку 4.54, а подані вісі з урахуванням розташування обмоток статора і позитивного напрямку напруги для них. Побудову почнемо з інтервалу 1 (рис. 4.46 та 4.47), коли напруга у фазі А позитивна і максимальна за значенням  $u_a = U(2/3)$  в інших фазах  $u_b = u_c = -U/3$ . Цьому відповідає векторна діаграма, що подана на рисунку 4.54, б. Результуючий вектор  $\underline{U}_P$  (сума векторів) співпадає з віссю фази А

(віссю дійсних чисел), його модуль  $U_P=U$ . Аналогічну ситуацію маємо для наступного інтервалу 2 (рис. 4.54, в), коли напруга у фазі  $C$  негативна і максимальна за значенням  $u_c = -U(2/3)$  в інших фазах  $u_a=u_b=U/3$ . Модуль результуючого вектора залишився незмінним, проте вектор повернувся на кут  $60^\circ$  у позитивному напрямку.

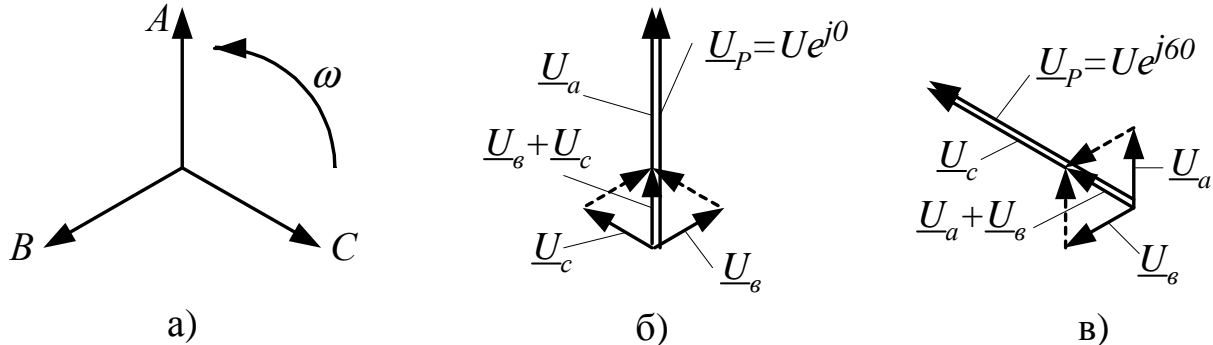


Рисунок 4.54 – Побудова просторового вектора на виході трифазного АІН за відсутності ШІМ

Відзначимо, що положення вектора співпадає з віссю фази, напруга якої є максимальною позитивною і протилежна, якщо напруга максимальна і негативна.

Таким чином, з урахуванням (4.46) для просторового вектора отримуємо

$$\underline{U}_s = \frac{2}{3} \cdot U \cdot e^{j \cdot (k-1) \frac{\pi}{3}}, \quad (4.47)$$

де  $U$  – напруга у колі постійного струму,  $k$  – номер інтервалу ( $k=1, 2, 3, \dots$ ).

Кінець вектора описує правильний шестикутник (рис. 4.55). Таким чином, можливості схеми трифазного АІН щодо отримання обертового просторового вектора незалежно від використаного алгоритму обмежуються колом, що

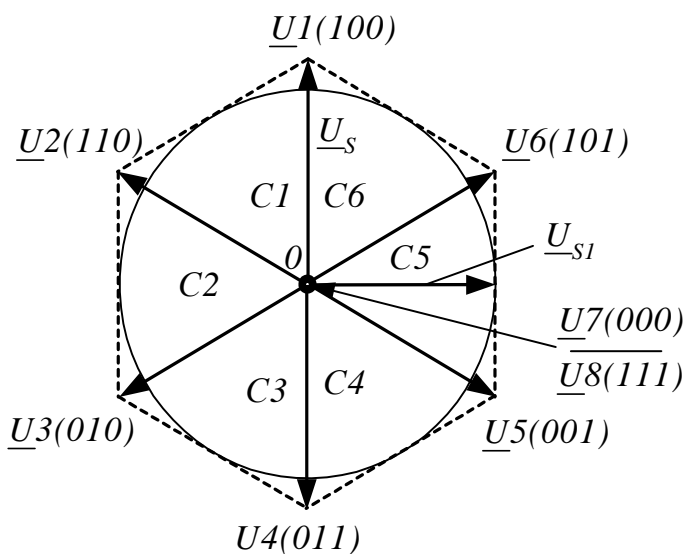


Рисунок 4.55 – Просторовий вектор напруги на виході трифазного АІН без ШІМ

вписано у шестикутник – вектором  $\underline{U}_{sl}$ . Згідно з прямокутним трикутником (рис. 4.55), що утворюють вектори  $\underline{U}_6$  і  $\underline{U}_{sl}$ , можна визначити його модуль

$$U_{sl} = \frac{2}{3} U \cdot \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{2}{3} U = \frac{U}{\sqrt{3}}.$$

Для синусоїдальної напруги, що утворює симетричну трифазну систему, модуль просторового вектора дорівнює амплітуді фазної напруги, тобто максимальне значення амплітуди основної гармоніки фазної напруги  $U_{\phi m(1)}$ , що утворює вектор  $\underline{U}_{sl}$ , дорівнює його модулю. Оскільки навантажен-

ня з'єднано за схемою «зірка» (рис. 4.45)  $U_{\text{Лм}(1)} = \sqrt{3} U_{\text{Фм}(1)} = U$ , відповідно максимальне діюче значення основної гармоніки лінійної напруги буде становити  $U_{\text{Л}(1)} = U/\sqrt{2} = 0,707U$ . Це на 15,5 % перевищує значення, що можливо при синусоїдальній ШІМ ( $U_{\text{Л}(1)} = 0,612U$ ). Дещо покращується і гармонійний склад

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{0,8^2 - 0,707^2} \mu}{0,707 \sqrt{\mu}}.$$

Так, за  $\mu=1$  отримуємо значення  $\text{THD}=0,53$ , у той час як при синусоїдальній ШІМ (п. 4.2.5.1) значення  $\text{THD}=0,69$ .

Розглянемо, як здійснюється ВШІМ. Положення просторового вектора  $\underline{U}_1 \div \underline{U}_6$  для розглянутих вище станів схеми (рис. 4.47) мають ту ж саму нумерацію. Для спрощення подальшого аналізу поруч із номером у дужках визначено стан ключів відповідно у плечах інвертору  $A, B, C$ . Символ 1 визначає, що замкнуто верхній ключ і відповідний вивід навантаження підключено до позитивного виводу джерела постійного струму. Символ 0 визначає, що замкнуто нижній ключ і відповідний вивід навантаження підключено до негативного виводу джерела постійного струму. Окрім того, можливі ще два стани  $\underline{U}_8(111)$  або  $\underline{U}_7(000)$ , коли виводи навантаження з'єднані з одним виводом джерела постійного струму. Напруга на фазах при цьому дорівнює нулю – відповідний вектор знаходиться у точці 0 (рис. 4.55). Таким чином, можливо 8 станів схеми і відповідних їм значень вихідної напруги. Відповідні положення просторового вектора будемо називати базовими векторами: 6 ненульових, що зсунуті у просторі на  $60^\circ$  і 2 нульових вектори.

Суть методу, що отримав також назву **широтно-імпульсної модуляції базових векторів**, полягає у тому, що період вихідної частоти (один оберт просторового вектора) розподілено на  $n$  інтервалів (кутових секторів), тривалість яких дорівнює періоду модуляції  $T=1/f_M$ . Кожному з інтервалів відповідає визначений просторовий вектор. Під час переходу до наступного інтервалу вектор переміщується у нове положення і т.д. Чим більша кількість інтервалів (частота модуляції), тим менша дискретність пересування вектора. При синусоїдальній формі кожному миттєвому положенню вектора відповідають визначені миттєві значення напруги у фазах навантаження. У разі реальної схеми інвертору здійснюється регулювання середнього значення напруги у фазах на інтервалі модуляції відповідно до визначеного коефіцієнта  $\gamma$ .

При ВШІМ визначення тривалості вмикання ключів на інтервалі модуляції здійснюється, виходячи з синтезованого вектора, що формується на цьому інтервалі. Маючи два вектори  $\underline{U}_1$  і  $\underline{U}_2$ , що зсунуті на кут  $60^\circ$  (рис. 4.56), за рахунок регулювання їхніх амплітуд можна отримати вектор  $\underline{U}_S = \underline{U}_1 + \underline{U}_2 = \gamma_1 \underline{U}_1 + \gamma_2 \underline{U}_2$  ( $\gamma_1, \gamma_2$  – коефіцієнти, які визначають відносну амплітуду векторів

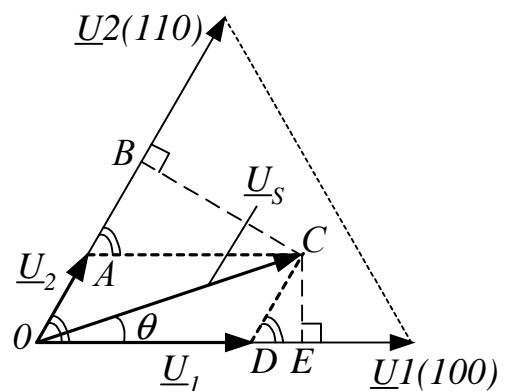


Рисунок 4.56 – Принцип формування просторового вектору з базових векторів

і змінюються від 0 до 1), що розташований у секторі між базовими векторами.

Оскільки регулювання здійснюється у межах інтервалу модуляції  $T$ , то коефіцієнти  $\gamma_1, \gamma_2$  визначають відносну тривалість знаходження схеми у відповідних станах і  $\gamma_1 = t_1/T, \gamma_2 = t_2/T$  ( $t_1, t_2$  - тривалість). Відзначимо, що надалі річ піде не про амплітуди, а середні значення на інтервалі модуляції  $T$ . При цьому  $(\gamma_1 + \gamma_2) = 1$ , а  $(t_1 + t_2) = T$ . Виходячи з останнього, можна отримати вектор, кінець якого переміщується за прямою, що з'єднує кінці базових векторів (так, якщо  $\gamma_1 = 1, \gamma_2 = 0$  отримуємо  $\underline{U}_S = \underline{U}_1$ , у разі зменшення  $\gamma_1$  коефіцієнт  $\gamma_2$  збільшується і вектор  $\underline{U}_S$  поступово переміщується у положення  $\underline{U}_2$ ).

Регулювання амплітуди вектора можливо одночасним пропорційним зменшенням тривалості  $t_1, t_2$  (для збереження положення вектора  $\underline{U}_S$ ) і введенням нульового стану, тривалість якого  $t_0 = T - \mu(t_1 + t_2)$ , де  $\mu$  – коефіцієнт модуляції амплітуди. Коефіцієнт  $\mu$  визначається відношенням амплітуди вектора, що формується, до максимально можливої амплітуди (вектор  $\underline{U}_{S1}$  на рис. 4.55)  $\mu = U_S / U_{S1}$ .

Тривалості  $t_1, t_2$  можна визначити згідно з рисунком 4.56. Вектор  $\underline{U}_S$ , що формується, характеризується заданими кутом  $\theta$  і амплітудою  $OC$ . Виходячи з трикутника  $COE$ , катет  $CE$  дорівнює  $CE = OC \sin \theta$ . Для трикутника  $CDE$  гіпотенуза  $CD = CE / \sin 60^\circ = OC \sin \theta / \sin 60^\circ$ . Для трикутника  $OCB$  катет  $BC = OC \sin(60^\circ - \theta)$ , відповідно  $AC = OC \sin(60^\circ - \theta) / \sin 60^\circ$ .

Таким чином, амплітуди складових вектора, що формується:

$$U_1 = OC \sin(60^\circ - \theta) / \sin 60^\circ = U_S \cdot \sin(60^\circ - \theta) / (\sqrt{3}/2), \quad U_2 = U_S \cdot \sin \theta / (\sqrt{3}/2)$$

Коефіцієнти  $\gamma_1, \gamma_2$ , визначимо, як відношення амплітуд складових вектору до амплітуди базового вектора, що дорівнює  $U \cdot (2/3)$ :

$$\gamma_1 = \frac{U_S}{U} \cdot \sqrt{3} \cdot \sin(60^\circ - \theta), \quad \gamma_2 = \frac{U_S}{U} \cdot \sqrt{3} \cdot \sin \theta. \quad (4.48)$$

За  $\mu = 1$  отримуємо

$$\gamma_{11} = \sin(60^\circ - \theta), \quad \gamma_{21} = \sin \theta. \quad (4.49)$$

Взагалі тривалість знаходження схеми у кожному зі станів

$$t_1 = \mu \cdot \gamma_{11} \cdot T, \quad t_2 = \mu \cdot \gamma_{21} \cdot T, \quad t_0 = T - (t_1 + t_2). \quad (4.50)$$

Таким чином, виходячи із значень амплітуди  $U_S$  і кута  $\theta$ , можна розрахувати тривалості  $t_1, t_2$  на відповідних інтервалах модуляції ( $T$ ) для кожного з векторів у межах сектору між двома базовими векторами. Під час переходу в наступний сектор змінюються лише відповідні стани, у яких знаходиться схема.

У межах інтервалу модуляції можливий різний порядок чергування станів схеми. При цьому є обмеження – перехід з одного стану до іншого здійснюється перемиканням лише одної пари ключів схеми інвертора.

Зупинимось на варіанті, що забезпечує мінімальну кількість перемикань ключів на інтервалі модуляції. Порядок чергування станів у межах першого сектора, що обмежений векторами  $\underline{U}_1$  і  $\underline{U}_2$  відображає рисунок 4.57. Оскільки пе-



рехід до нульового вектора здійснюється з вектору  $\underline{U2}(110)$ , як нульовий образно вектор  $\underline{U8}(111)$ . Під час переходу до наступного інтервалу порядок зворотний (на рисунку 4.57 подано пунктирними лініями). Принцип реалізації, виходячи з класичного сприймання ШІМ, ілюструє рисунок 4.58. Як модулюючи використовуємо трикутну напругу одиничної амплітуди, що дозволяє від відносної тривалості безпосередньо переходити до часових інтервалів при визначеному періоді модуляції  $T$ . Відповідна схема передбачає пристрій порівняння з двома рівнями спрацьовування  $C_1$  і  $C_2$ , що визначаються попередньо розрахованими значеннями  $C_1 = \gamma_1$  і  $C_2 = (\gamma_1 + \gamma_2)$ , а також цифровий пристрій, що керує перемикаваннями схеми згідно зі спрацьовуванням пристрою порівняння. При цьому на циклі, що складається з 2 періодів ШІМ, передбачено:

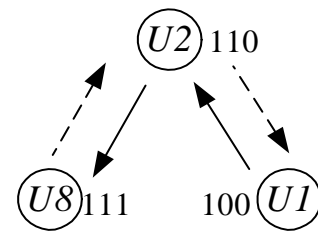


Рисунок 4.57– Зміни стану на інтервалі модуляції

- встановити на початку циклу стан інвертора  $U_k$ ;
- під час першого порівняння ( $>C_1$ ) перевести інвертор у стан  $U_{k+1}$ ;
- під час другого порівняння ( $>C_2$ ) перевести інвертор в один із нульових станів  $\underline{U7}$  (000) або  $\underline{U8}$  (111), код якого відрізняється від коду попереднього стану інвертора лише одним розрядом;
- під час третього порівняння ( $<C_2$ ) перевести інвертор у стан  $U_{k+1}$ ;
- під час четвертого порівняння ( $<C_1$ ) перевести інвертор у стан  $U_k$ .

Відповідні стани схеми інвертору – напруги на виводах  $a$ ,  $b$ ,  $c$  (відносно негативного виводу джерела постійного струму) подані також на рисунку 4.58. Діаграма фазної напруги при  $\mu=1$  і  $\mu=0,866$  (що еквівалентно  $\mu=1$  за СШІМ) і  $f_M=3000$  Гц (дискретність вектора  $6^\circ$ ) подана на рисунку 4.59. На рисунку 4.59 також подана діаграма фазної напруги при синусоїдній модуляції ( $\mu=1$  і  $f_M=3000$  Гц). Із порівняння поданих діаграм можна відзначити значне зменшення кількості перемикань і відповідних витрат енергії при використанні векторної ШІМ.

**Приклад, що пояснює реалізацію векторної ШІМ.** Розглянемо принцип реалізації ВШІМ із дискретністю пересування вектора  $6^\circ$ . При цьому одному оберту вектора – періоду вихідної частоти відповідає  $n=60$  положень вектора (10 на сектор) і частота модуляції (при вихідній частоті –  $f_2=50$  Гц) становить  $f_M=n \cdot f_2=3000$  Гц.

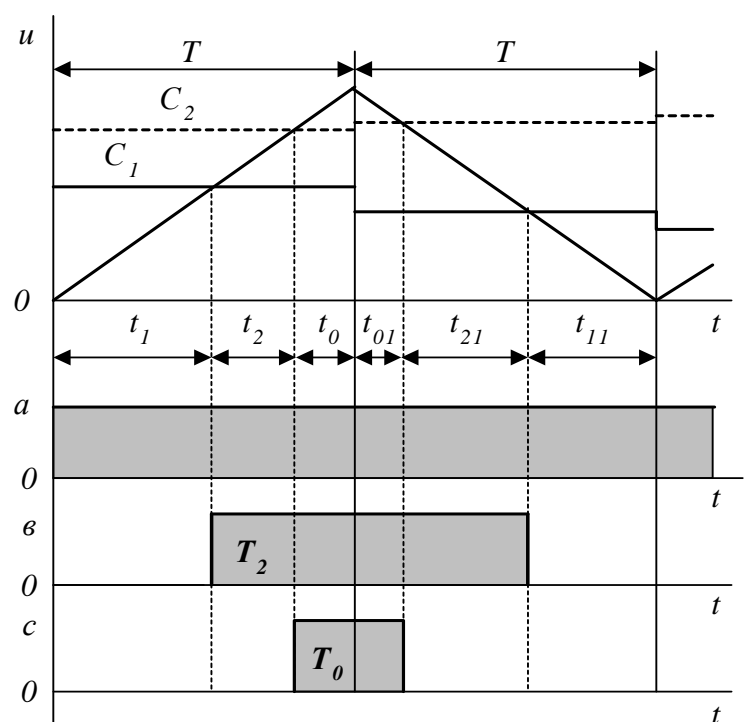


Рисунок 4.58 – Принцип реалізації векторної ШІМ

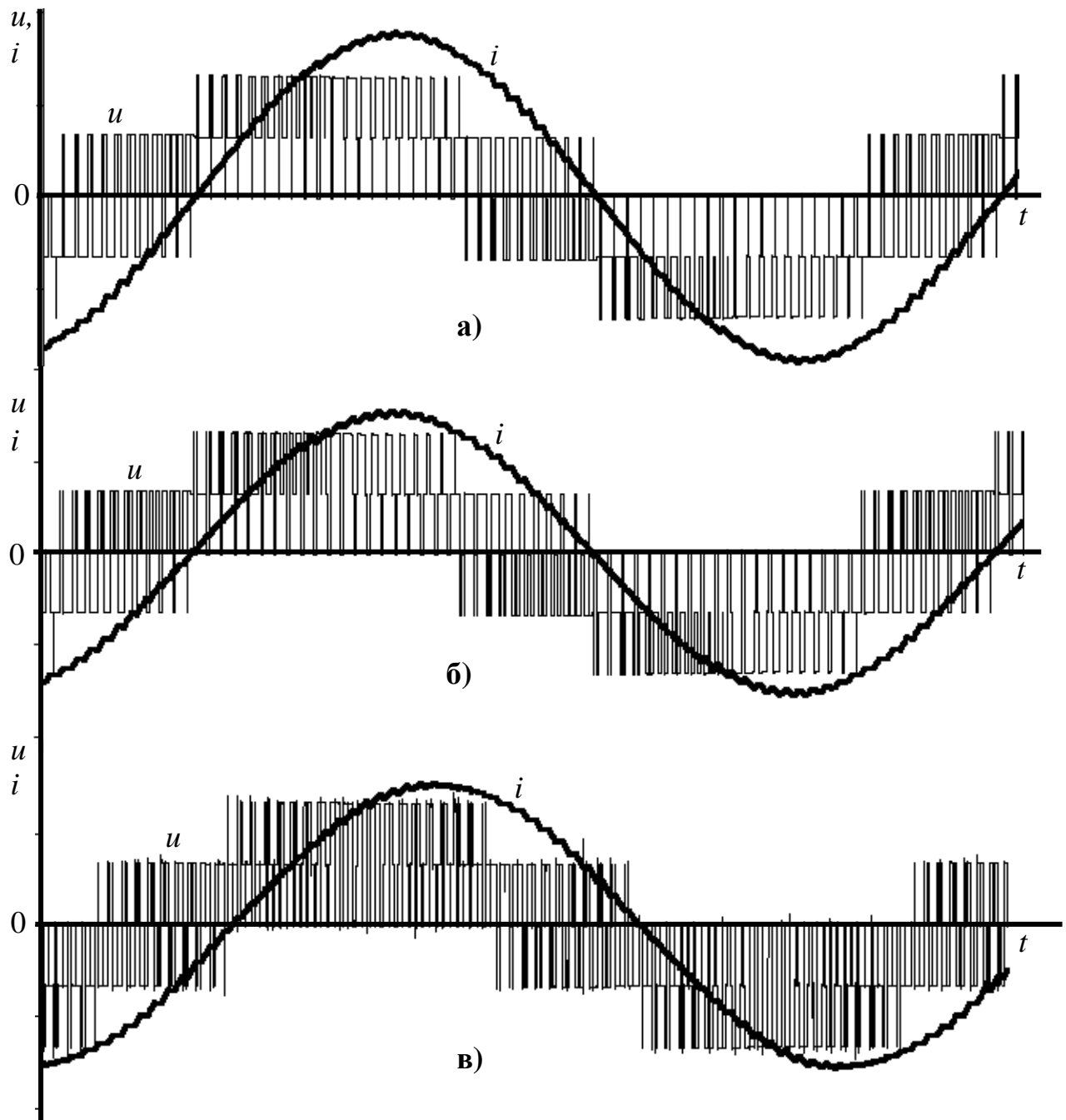


Рисунок 4.59 – Діаграми фазної напруги і струму за:

- а) векторної ШІМ  $\mu=1$ ;
- б) векторної ШІМ  $\mu=0,866$ ;
- в) синусоїдальної ШІМ  $\mu=1$ .

Коефіцієнти для визначення тривалості станів схеми у секторі  $60^\circ$  розраховані згідно з (4.49) і подані у таблиці 4.3.

Комбінації станів ключів схеми (відповідно у плечах інвертора  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ) для відповідних секторів просторового вектора подано у таблиці 4.4. Символ 1 визначає, що замкнено верхній ключ ( $a_+$ ,  $b_+$ ,  $c_+$ ) і відповідний вивід навантаження підключено до позитивного виводу джерела постійного струму. Символ 0 визначає, що замкнено нижній ключ ( $a_-$ ,  $b_-$ ,  $c_-$ ) і відповідний вивід навантаження підключено до негативного виводу джерела постійного струму. Стани ключів подані для ненульових і нульового векторів згідно їх чергуванню.

Варто зазначити, що під час роботи інвертора завжди замкнений один з ключів плеча схеми (верхній або нижній).

Аналізуючи таблицю 4.4 неважко відтворити логіку роботи схеми. Так, у першому секторі у плечі, що з'єднується з виводом навантаження  $a$ , постійно замкнений ключ  $a_+$ . У інших плечах: ключ  $v_+$  вмикається після досягнення першого рівня спрацьовування пристрою порівняння, ключ  $c_+$  вмикається після досягнення другого рівня спрацьовування. Відповідні логічні сигнали (рис. 4.58) визначимо як  $T_2$  і  $T_0$ .

Таблиця 4.3 – Визначення тривалості станів схеми у секторі  $60^\circ$

$\theta,^\circ$	3	9	15	21	27	33	39	45	51	57
$\gamma_{11}$	0,839	0,777	0,707	0,629	0,545	0,454	0,358	0,259	0,156	0,052
$\gamma_{21}$	0,052	0,156	0,259	0,358	0,454	0,545	0,629	0,707	0,777	0,839
$(\gamma_{11} + \gamma_{21})$	0,891	0,933	0,966	0,987	0,999	0,999	0,987	0,966	0,933	0,891
$\gamma_0$	0,109	0,067	0,034	0,013	0	0	0,013	0,034	0,067	0,109

Таблиця 4.4 – Комбінації станів схеми для відповідних секторів

Номер сектору	1			2			3			4			5			6		
	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c
$U_k$	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1
$U_{k+1}$	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0
$U0$	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0

Тривалість кожного із секторів  $1 \div 6$  визначимо як логічні сигнали  $c1 - c6$ , що складаються з 10 періодів модуляції  $T$ . Згідно з цим можна скласти логічні рівняння, що визначають стан відповідних ключів схеми інвертора. Так, для верхніх ключів маємо (нагадуємо, що ключі в плечах схеми знаходяться у протилежних станах):

$$\begin{aligned}
 a_+ &= c1 + c2 \cdot \bar{T}_2 + c3 \cdot T_0 + c5 \cdot T_2 + c6 \cdot \bar{T}_0, \\
 v_+ &= c1 \cdot T_2 + c2 \cdot \bar{T}_0 + c3 + c4 \cdot \bar{T}_2 + c5 \cdot T_0, \\
 c_+ &= c1 \cdot T_0 + c3 \cdot T_2 + c4 \cdot \bar{T}_0 + c5 + c6 \cdot \bar{T}_2.
 \end{aligned}
 \tag{4.51}$$

Розглянутий принцип можна реалізувати (на загальному рівні) таким чином:

- імпульси, частота яких  $60f_2$ , надходять на лічильник до 10, двійковий код з виходу лічильника визначає адресу комірки пам'яті, де зберігається значення відносної тривалості станів схеми, що визначає рівні спрацьовування пристрою порівняння на певному інтервалі модуляції;

- сигнал з першого лічильника (що формується після завершення 10 інтервалу) надходить на другий лічильник до 6, що визначає тривалість кожного із секторів вектора;

- імпульси з виходу пристроїв порівняння згідно з (4.51) надходять на відповідні ключі схеми.

#### 4.2.6 Недоліки дворівневих інверторів

Якість вихідної напруги дворівневих інверторів не відповідає стандартам. Так, ДСТУ 13109-97 для мереж загального призначення встановлює коефіцієнт гармонік для рівня напруги 0,4 кВ  $\text{THD} = 8(12) \%$ , для рівня 6 кВ і вище  $\text{THD}=6(8) \%$ . У найкращому випадку для трифазного дворівневого інвертора у разі використання векторної ШІМ і  $\mu=1$  (п. 4.2.5.3) для вихідної напруги маємо  $\text{THD}=53 \%$ .

Це припустимо у разі використання для електроприводу змінного струму, хоча вищі гармоніки обумовлюють додаткові втрати енергії у двигуні. Наприклад, у закритому двигуні 35 кВт з номінальним КПД 90 % збільшення втрат на 7,5 % викликає підвищення внутрішньої температури двигуна на 2,3 °С. Це необхідно враховувати під час вибору двигуна для конкретного застосування.

Істотною є проблема, пов'язана з частковими розрядами і руйнуванням ізоляції обмоток двигуна. Використання в інверторах на IGBT широтно-імпульсної модуляції з частотою 2...20 кГц пов'язано з високими похідними  $du/dt$  (до 2,5...9,0 кВ/мкс) при наносекундних фронтах імпульсів, що викликає при певних поєднаннях параметрів ефект відображених хвиль. При довжині кабелю, що з'єднує інвертор із двигуном, 15 і більше метрів цей ефект може приводити до значних (2÷5 - кратних) перенапружень на клеммах двигуна при часі наростання імпульсу близько 0,2 мкс. Це викликає часткові розряди в повітряних полостях ізоляції, які поступово збільшуються, знижуючи діелектричну міцність ізоляції.

Паразитні ємності між окремими елементами асинхронних двигунів, зокрема усередині підшипників, викликають протікання високочастотних струмів по замкненому контуру, що утворений обома підшипниками, валом і станиною. Це призводить до прискореного зносу мастила, кульок і доріжок качення, тобто до зниження надійності підшипників.

Ці явища певною мірою долаються використанням високочастотних фільтрів, спеціальних екранованих кабелів, що відіграють роль розподілених фільтрів між інвертором і двигуном. На ринку з'явилися конструкції, де двигун інтегрований з перетворювачем.

Що стосується енергетики та високовольтного електроприводу при значних потужностях, використання дворівневого інвертора без вихідного фільтра не припустимо. Проте такі фільтри зменшують ККД перетворювального пристрою, мають значні габарити і вартість.

Окрім того, відносно напруги джерела постійного струму  $U_d$  вихідна напруга дворівневого інвертора становить  $U_{\text{л}} = 0,707U_d$ , тобто напруга ключів схеми становить  $U_{\text{кл}} = \sqrt{2}U_{\text{л}}$ , при вихідній напрузі АІН 6 кВ напруга  $U_{\text{кл}} = 8,484$  кВ. Це потребує використовувати послідовне з'єднання ключів у схемі високовольтних АІН.

### 4.3 Багаторівневі інвертори напруги

Недоліки, що характерні для дворівневих інверторів, значною мірою можуть бути усунені у разі використання багаторівневих автономних інверторів напруги (БАІН), вихідна напруга яких має східчасту форму і апроксимує синусоїду. Це дозволяє на відміну від дворівневих інверторів з ШІМ:

- поліпшити гармонійний склад вихідної напруги при значно меншій частоті перемикань ключів схеми;
- зменшити напругу ключів схеми перетворювача, що важливо для перетворювачів із підвищеною напругою;
- зменшити  $du_{ВНХ}/dt$ .

#### 4.3.1 Базові структури багаторівневих інверторів

Отримати різні значення (рівні) напруги можна шляхом складання або віднімання напруги джерел постійного струму (ДПС), або шляхом почергового підключення навантаження до ДПС різної напруги. Як ДПС можуть також використовуватися заздалегідь заряджені конденсатори. Перемикання ДПС здійснюється за допомогою напівпровідникових ключів. Як варіант, необхідно розглядати використання для складання напруги трансформаторів у вихідних колах. Навантаження БАІН трифазне зв'язане, однофазне або трифазне незв'язане з використанням шестипроводних кіл.

За принципом побудови усі варіанти виконання БАІН можна звести до таких базових структур [14, 40]:

- БАІН із фіксуючими діодами, коли використовується ДПС із декількома рівнями напруги (рис. 4.60, а), а для фіксації напруги на ключах використовуються діоди;
- БАІН із «плаваючими» конденсаторами, коли використовується одне ДПС, а вихідна напруга формується як сума (різниця) напруги джерела і одного або декількох послідовно з'єднаних із ним заряджених конденсаторів (рис. 4.60, б);

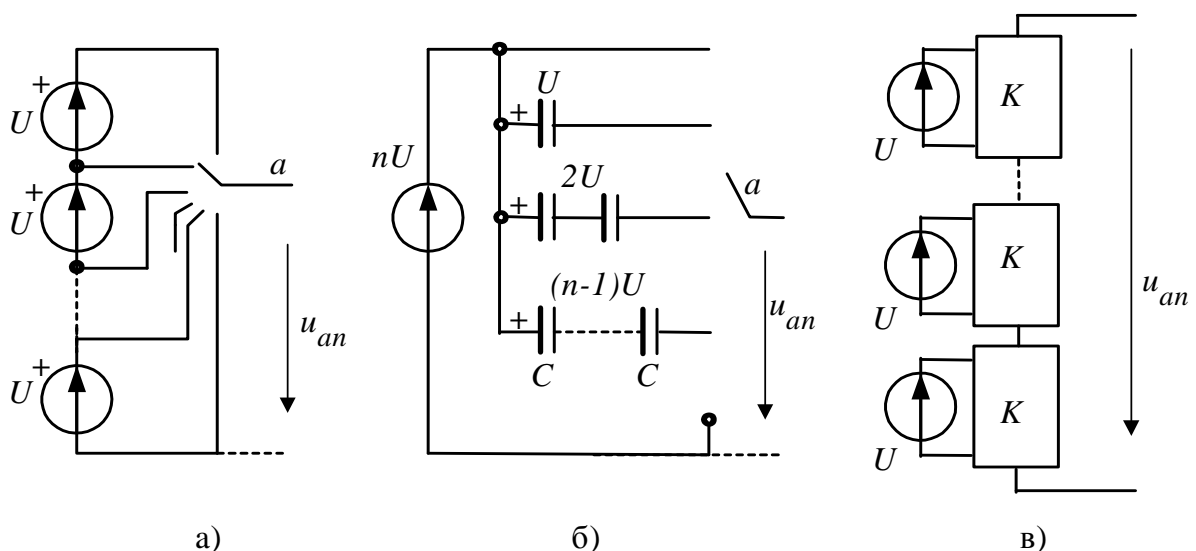


Рисунок 4.60 – Базові принципи побудови схем БАІН

– каскадні БАІН, коли вихідна напруга формується як сума (різниця) напруги декількох ізольованих ДПС (рис. 4.60, в). Для маніпуляцій з напругою ДПС використовуються комутатори К, схема яких може бути різною.

Можливі комбінації цих типів у загальній схемі (гібридні) з метою зменшення кількості ізольованих джерел, каскадні схеми можуть бути з використанням паралельного з'єднання.

Останнім часом розвиток отримали так звані асиметричні БАІН із різними рівнями напруги джерел постійного струму.

#### 4.3.2 Основні принципи формування вихідної напруги багаторівневих інверторів

##### 4.3.2.1 Амплітудне регулювання

На відміну від дворівневого інвертора напруги у БАІН регулювання вихідної напруги можливо не лише змінюванням амплітуди напруги джерела постійного струму, а і змінюванням кількості рівнів.

Якнайповнішу оцінку можливостям амплітудного регулювання напруги БАІН дає метод просторового вектора напруги (п. 4.2.5.3). За східчастої форми напруги вектор пересувається стрибкоподібно, по черзі займаючи ряд фіксованих положень. Кінець вектора описує правильний шестигранник (рис. 4.61),

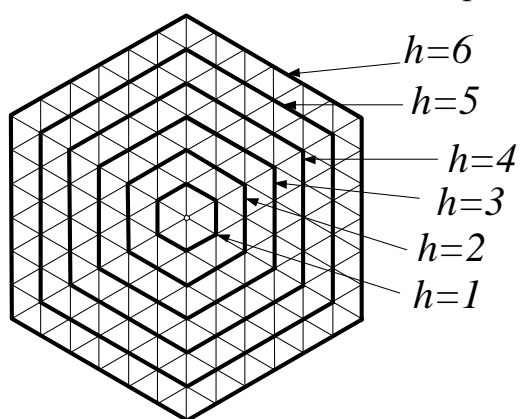


Рисунок 4.61 – Просторовий вектор напруги БАІН

кожному з них відповідає певна форма напруги фази АІН. На рисунку 4.61 показані просторові вектори для БАІН з рівнями напруги фази  $0, \pm U, \pm 2U, \pm 3U$ . Позначимо номер шестигранника  $h=1,2,3,\dots$ . Першому шестиграннику ( $h=1$ ) відповідає напруга дворівневого трифазного мостового АІН (див. рис. 4.46) при рівнях напруги  $0$  та  $U$ . Той же просторовий вектор отримуємо за трьох рівнів напруги  $0, \pm U$  згідно з таблиці 4.15 (напруга БАІН наведена на рис. 4.62).

На рисунку 4.62 подані діаграми напруги фаз БАІН  $u_{A0}, u_{B0}, u_{C0}$ , напруги фаз навантаження  $u_a, u_b, u_c$  та лінійна напруга  $u_{AB}$ , пунктиром подані перші гармоніки напруги.

Період вихідної напруги розподілено на шість інтервалів часу, фазна напруга навантаження має 5 рівнів, лінійна 3. Відносно напруги навантаження отримуємо такі ж самі співвідношення, що і для дворівневого інвертора (п. 4.2.5) – амплітуда 1-ї гармоніки фазної напруги  $U_{\Phi m(1)}=0,637U$ , амплітуди інших гармонійних складових зменшуються пропорційно номеру гармоніки  $U_{\Phi m(K)}=0,637U/K$ , діюче значення 1-ї гармоніки лінійної напруги  $U_{Л(1)}=0,78U$ .

За тих самих трьох рівнів напруги  $0, \pm U$  отримуємо другий рівень просторового вектора ( $h=2$ ), якому відповідає 12 ненульових базових векторів. Період вихідної напруги розподілено на 12 інтервалів часу (рис. 4.63), фазна напруга на навантаженні має 9 рівнів, лінійна 5, діаграма напруги БАІН побудована згідно з таблицею 4.14.

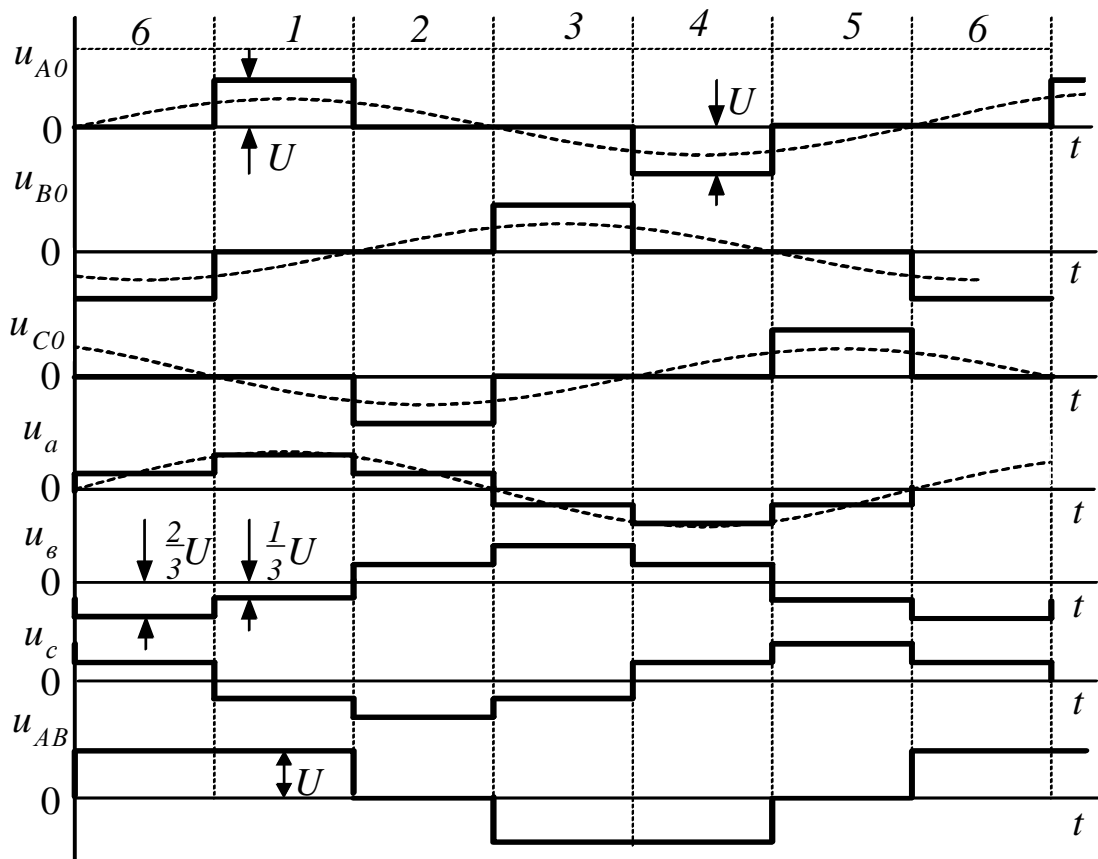


Рисунок 4.62 – Принцип формування напруги БАІН за дискретного пересування просторового вектора на першому його рівні

Напруга фази БАІН  $u_{AO}$  має прямокутну форму (рис. 4.63) при амплітуді напівхвилі  $U$ . Відносна тривалість напівхвилі (відносно  $\pi$ ) складає  $\alpha=5/6$ . Для симетричного навантаження БАІН, з'єднаного за схемою «зірка» (без нейтрального дроту) фазна напруга на навантаженні  $u_{\phi A}$  має східчасту форму (рис. 4.63) за 4 рівнів у напівхвилі (з амплітудою  $1/3U$ ). Вона відрізняється від  $u_{AO}$  лише тим, що в ній відсутні гармоніки, кратні трьом. Таким чином, амплітуди першої і найближчих вищих гармонік можна визначити, виходячи з розкладання в ряд Фур'є напруги  $u_{AO}$ :

$$U_{\phi m(1)} = \frac{4U}{\pi} \sin(\alpha \frac{\pi}{2}) = \frac{4U}{\pi} \sin(\frac{5}{6} \frac{\pi}{2}) = 1,23U ,$$

$$U_{\phi m(5)} = \frac{4U}{\pi} \frac{1}{5} \sin(5\alpha \frac{\pi}{2}) = 0,066U , \quad U_{\phi m(7)} = \frac{4U}{\pi} \frac{1}{7} \sin(7\alpha \frac{\pi}{2}) = 0,047U ,$$

$$U_{\phi m(11)} = \frac{4U}{\pi} \frac{1}{11} \sin(11\alpha \frac{\pi}{2}) = 0,112U , \quad U_{\phi m(13)} = \frac{4U}{\pi} \frac{1}{13} \sin(13\alpha \frac{\pi}{2}) = 0,095U .$$

Діюче значення першої гармоніки фазної і лінійної напруги:

$$U_{\phi(1)} = \frac{U_{\phi m(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{1,23U}{\sqrt{2}} = 0,87U , \quad U_{L(1)} = \sqrt{3}U_{\phi(1)} = 1,507U .$$

Фазна напруга (рис. 4.63) має три рівні: перший рівень з амплітудою  $2/3U$  за відносної тривалості  $\alpha_1=5/6$ , другий рівень з амплітудою  $2/3U$  за відносної

тривалості  $\alpha_2=3/6$  і третій рівень з амплітудою  $4/3U$  за відносної тривалості  $\alpha_3=1/6$ . Діюче значення фазної напруги

$$U_{\phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\phi}^2 dt} = \sqrt{\frac{4U^2}{2\pi 9} \left( \int_{\frac{\pi}{12}}^{\frac{3\pi}{12}} 2^2 dt + \int_{\frac{3\pi}{12}}^{\frac{5\pi}{12}} 3^2 dt + \int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{\pi}{2}} 4^2 dt \right)} = U \sqrt{\frac{7}{9}} = 0,882U.$$

Коефіцієнти спотворення і гармонік фазної напруги:  $v=0,986$ ,  $K_{TH}=THD=16,67\%$ .

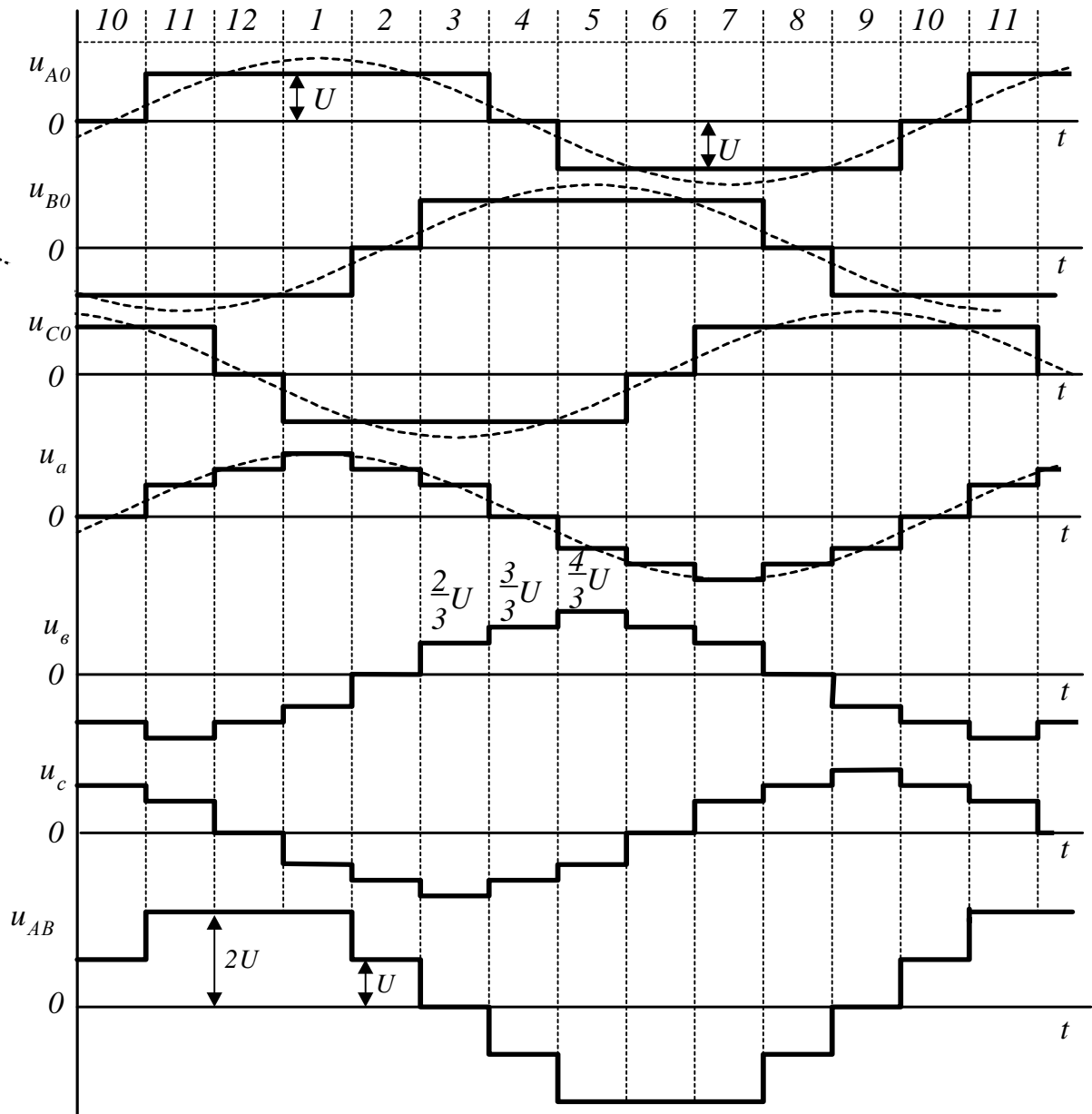


Рисунок 4.63 – Принцип формування напруги БАІН за дискретного пересування просторового вектора на другому його рівні

Напруга ключа схеми  $U_{KL} = \frac{U}{2} = \frac{U_{Л(1)}}{2 \cdot 1,507}.$



За чотирьох рівнів напруги згідно з таблицею 4.17 на рисунку 4.64 побудовані діаграми напруги у фазах навантаження (також наведені значення напруги у фазі БАІН), чому відповідає третій рівень просторового вектора. При цьому період вихідної напруги розподілено на 18 інтервалів часу (18 базових ненульових векторів), фазна напруга на навантаженні має 13 рівнів, лінійна 7.

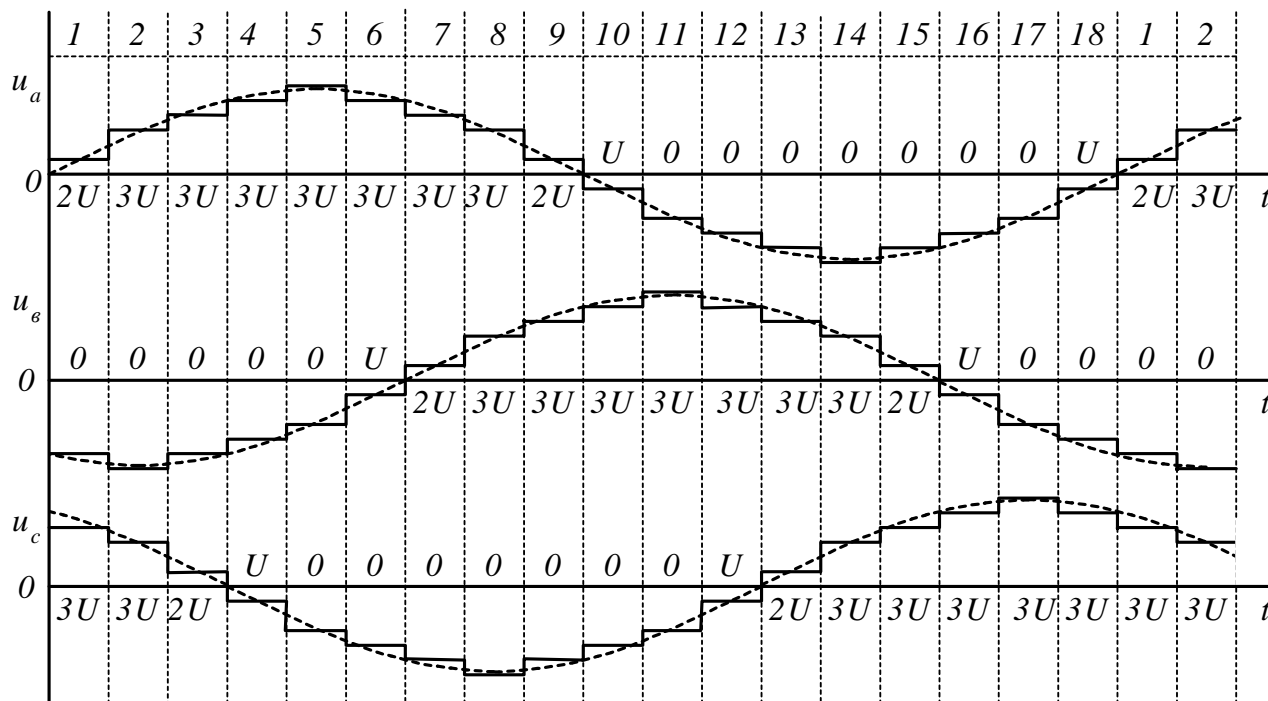


Рисунок 4.64 – Принцип формування вихідної напруги у фазах навантаження на третьому рівні просторового вектора

Таким чином, тривалість знаходження вектора в кожному з положень (тривалість кожної сходинки напруги навантаження на рисунках 4.63 і 4.64)  $\Delta t = T/6h$  ( $T$  – період вихідної напруги). При вихідній частоті  $f_2$  цьому відповідає еквівалентна частота модуляції  $f_M = 6hf_2$ . Кількість рівнів  $u_H$  (включаючи 0) складає  $N = 3h + 1$ . Частота  $f_2$  може бути будь-якою і регулюватися плавно. Реалізація передбачає розбиття  $T$  на  $6h$  інтервалів, під час побудови використані принципи розглянуті у п. 4.3.3. Варто зазначити, що формування напруги має певні закономірності, про що мова йде нижче.

Варто зазначити, що наявність надлишкових станів дозволяє одне і теж  $u_H$  одержати за різних алгоритмів перемикання напруги у фазах БАІН. Відповідні діаграми для  $h=1$  подані на рисунку 4.65. Мінімальна кількість перемикань відповідає  $u_{BAIN1}$ , проте при несиметрії напруги щодо нуля різним буде навантаження джерел постійного струму, тому доцільним буде викори-

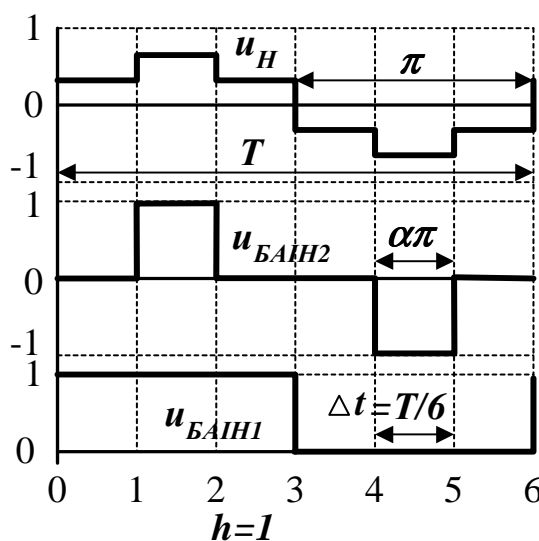


Рисунок 4.65 – Діаграми напруги фази БАІН і навантаження

стання варіанта  $u_{BAIH2}$  із симетрією напруги фази БАІН відносно нуля. Для парних значень  $h$  напруга фази БАІН симетрична відносно нуля. Кількість рівнів відмінних від нуля в напівхвилі напруги БАІН  $i = h/2$ . На рисунку 4.66 наведено напруги фази БАІН і навантаження для  $h=1, 2, \dots, 6$ .

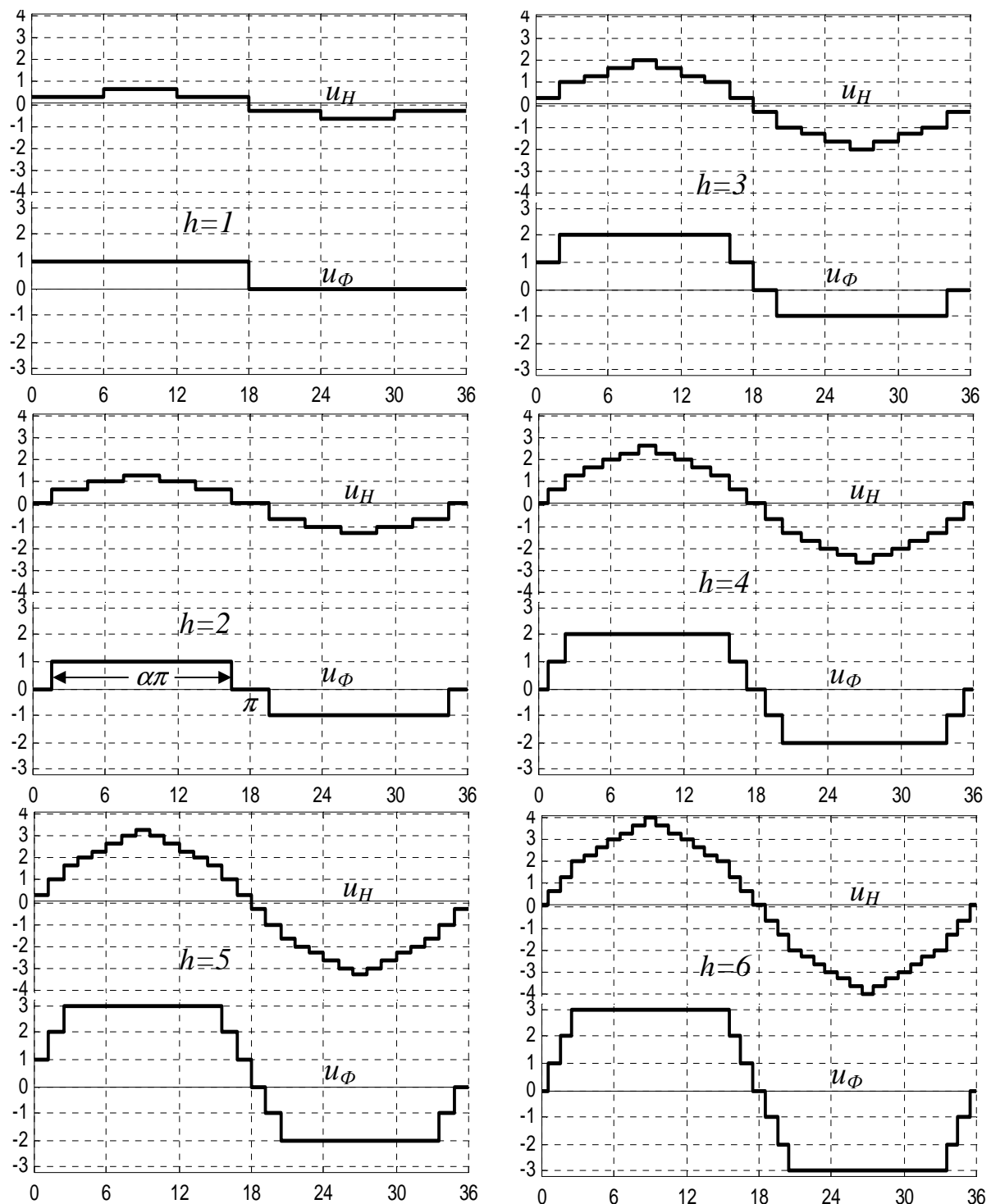


Рисунок 4.66 – Діаграми фазної напруги навантаження ( $u_H$ ) і БАІН ( $u_\phi$ )

За відомої напруги у фазах БАІН, напруги фаз навантаження можуть бути розраховані з використанням методу вузлової напруги для еквівалентної схеми трифазного БАІН (рис. 4.67).

$$\text{Напруга } U_{nN} \quad \underline{U}_{nN} = \frac{\underline{E}_A \cdot \underline{y}_A + \underline{E}_B \cdot \underline{y}_B + \underline{E}_C \cdot \underline{y}_C}{\underline{y}_A + \underline{y}_B + \underline{y}_C},$$

де  $\underline{y}_A = \underline{y}_B = \underline{y}_C$  – провідність гілок навантаження.

За симетричного навантаження провідності фаз однакові і рівні  $Y$ . Далі нескладно визначити напруги фаз навантаження ( $U_a, U_b, U_c$ )

$$u_\phi = e_\phi - u_{nN}. \quad (4.52)$$

Якщо  $h=1$  (рис. 4.62, рис. 4.65), напрузі фази БАІН  $u_{БАІН2}$  відповідає стандартне розкладання в ряд Фур'є [13]

$$u_{БАІН} = \frac{4}{\pi} U \left( \sin \frac{\alpha\pi}{2} \cos \omega_2 t + \frac{1}{3} \sin \frac{3\alpha\pi}{2} \cos 3\omega_2 t + \frac{1}{5} \sin \frac{5\alpha\pi}{2} \cos 5\omega_2 t + \dots \right), \quad (4.53)$$

де  $U$  - напруга джерела постійного струму (перший рівень), значення відносної тривалості позитивної і негативної напівхвилі  $\alpha=1/3$ .

Вузлова напруга

$$u_{nN} = \frac{\gamma(e_A + e_B + e_C)}{3\gamma} = \frac{(u_{БАІН(A)} + u_{БАІН(B)} + u_{БАІН(C)})}{3}. \quad (4.54)$$

Відповідно до (4.54) вузлова напруга приймає нульове значення для всіх гармонік, окрім кратних трьом (оскільки напруги в фазах БАІН мають зсув на  $2\pi/3$  і утворюють симетричну трифазну систему). З урахуванням (4.52) фазна напруга на навантаженні визначається виразом (4.53) за винятком гармонік, кратних 3. Амплітуда 1-ї гармоніки

$$U_{m(1)} = U \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha\pi}{2} = U \frac{4}{\pi} \sin 30^\circ.$$

Таким чином, амплітуда 1-ї гармоніки фазної напруги навантаження  $U_{m(1)} = 2U/\pi$ , амплітуди вищих гармонік

$$U_{m(v)} = \frac{U_{m(1)}}{k} = \frac{U_{m(1)}}{6n \pm 1} \quad (4.55)$$

де  $n=1,2,3..$

Це стосується і всіх рівнів напруги, тобто гармонійний склад  $u_H$  однозначно визначається напругою фази БАІН, що спрощує його аналіз.

За  $h=2$  (рис. 4.66) напруга фази БАІН  $u_{БАІН}$  симетрична щодо нуля, тривалість позитивної і негативної його півхвиль складає  $\alpha\pi=5\pi/6$ , де  $\alpha = \frac{3h-1}{3h}$ .

Напруга фази БАІН визначається згідно з (4.53). Відповідно до визначеного вище, у фазній напрузі навантаження маємо ті ж гармонійні складові (за винят-

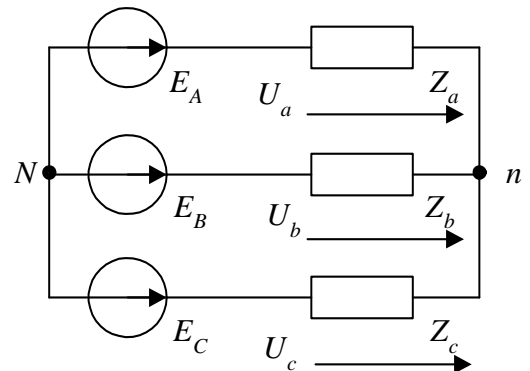


Рисунок 4.67 – Схема заміщення вихідного кола

ком гармонік, кратних трьом). Амплітуда 1-ї гармоніки

$$U_{m(1)} = U \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha \pi}{2} = U \frac{4}{\pi} \sin 75^\circ. \text{ Кратність вищих гармонік } k=6n \pm 1.$$

За парних значень  $h$  відносна тривалість, що відповідає певному рівню напруги (значення  $i=1, 2, 3..$ ), визначається як

$$\alpha = \frac{3h - (2i - 1)}{3h}. \quad (4.56)$$

Амплітуда гармонік напруги з кратністю  $k$

$$U_{m(k)} = \frac{4U}{\pi} \cdot \sum_{i=1}^{h/2} \frac{1}{k} \sin \left( k \frac{3h - (2i - 1)}{3h} \cdot \frac{\pi}{2} \right), \quad (4.57)$$

де  $k=6n \pm 1$  і  $n=1, 2, 3, \dots$

За непарних значень  $h$  амплітуда гармонік напруги

$$U_{m(k)} = \frac{4U}{\pi} \left( \frac{1}{2k} + \sum_{i=1}^{(h-1)/2} \frac{1}{k} \cdot \sin \left( k \frac{3h - 2i}{3h} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \right). \quad (4.58)$$

Так, якщо  $h=5$  вираз (4.58) має вигляд:

$$U_{m(k)} = \frac{4U}{\pi} \left( \frac{1}{2k} + \frac{1}{k} \sin \left( k \frac{13}{15} \cdot \frac{\pi}{2} \right) + \frac{1}{k} \sin \left( k \frac{11}{15} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \right).$$

Період вихідної напруги на фазі навантаження можна розділити на  $6h$  інтервалів  $\tau = \frac{2\pi}{6h}$ . Кількість рівнів у напівхвилі вихідної напруги на фазі навантаження  $p=2h$ , до того ж один рівень становить  $\Delta U = \frac{U}{3}$  (у відносних одини-

цях  $1/3$ ). Принцип формування напруги на фазі навантаження  $u_H$  за парних і непарних  $h$  має свої закономірності. Це стосується здвоєних на інтервалі рівнів, кількість яких  $k_2$ . При парних значеннях  $h$  напівхвиля напруги  $u_H$  починається зі здвоєних рівнів. При непарних значеннях  $h$  здвоєні рівні відраховуються, починаючи з другого рівня.

Для визначення діючого значення достатньо врахувати тільки чверть періоду. При цьому тривалість останнього ступеня становить половину інтервалу, кількість цілих інтервалів, де напруга відмінна від нуля –  $j$ .

$$\text{При непарних } h=1,3,5,\dots \quad k_2 = \frac{h+1}{2}, \quad j = 1 + 3 \frac{h-1}{2}.$$

Відносне значення напруги на  $i$  - інтервалі (ступені):

$$U_i = 1 + 2(i - 1), \text{ якщо } i \leq k_2.$$

$$U_i = U_{k_2} + (i - k_2), \text{ якщо } i > k_2.$$

Діюче значення напруги

$$U_H = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u^2 d\omega} =$$

$$= \sqrt{\frac{4}{2\pi} \left[ \int_0^{\tau} U_1^2 d\omega + \int_{\tau}^{2\tau} U_2^2 d\omega + \dots + \int_{(j-1)\tau}^{j\tau} U_j^2 d\omega + \int_{j\tau}^{j\tau+0.5\tau} (U_j + 1)^2 d\omega \right]}.$$

Після перетворення отримуємо

$$U_H = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{2}{3h} \left[ \sum_{i=1}^j U_i^2 + 2h^2 \right]}. \quad (4.59)$$

При парних  $h=2,4,6,\dots$   $k_2 = \frac{h}{2}$ ,  $j = 2 + 3\frac{h-2}{2}$ . Відносно значення напруги на  $i$ -інтервалі (ступені):  $U_i = 2 + 2(i-1)$ , якщо  $i \leq k_2$ .  $U_i = U_{k_2} + (i - k_2)$ , якщо  $i > k_2$ . Діюче значення напруги визначається відповідно до (4.59).

$$\text{Коефіцієнт гармонік (THD)} \quad K_{GH} = \frac{\sqrt{U_H^2 - U_{(1)}^2}}{U_{(1)}} = \frac{\sqrt{U_H^2 - \left(\frac{U_{m(1)}}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{U_{m(1)}}{\sqrt{2}}}.$$

Результати розрахунку гармонійного складу напруги навантаження наведені в таблиці 4.6. Максимальне значення амплітуди першої гармоніки подане в таблиці 4.5. Варто зазначити, що інтегральний показник THD достатньо низький, проте великі значення гармонік низького порядку. Спектр напруги (відносні значення напруги відносно 1-ї гармоніки) за  $h=3$  наведений на рисунку 4.68. Аналіз спектру напруги на навантаженні БАІН показує, що максимальна амплітуда гармонік має місце за кратності  $k=6n \cdot h \pm 1$ . Якнайгірший випадок має місце за  $h=1$ , коли амплітуда гармонік визначається виразом (4.55) і 5-та гармоніка складає 20 % від основної.

Таблиця 4.5 – Максимальне значення амплітуди першої гармоніки

$h$	1	2	3	4	5	6	8
$U_{m(1)}$	0,637U	1,23U	1,833U	2,437U	3,045U	3,653U	4,867U

Таблиця 4.6 – Гармонійний склад напруги

$h$	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
THD, %	16,7	11,55	9,06	7,60	6,69	6,06	5,63	5,30	5,06	4,86	4,72	4,59
$U_5$ , %	5,29	4,49	4,23	4,14	4,05	4,02	4,01	4,00	3,99	3,98	3,98	3,98
$U_7$ , %	3,90	12,59	2,39	8,24	2,21	6,44	2,15	5,46	2,12	4,83	2,11	4,41
$U_{11}$ , %	9,11	7,97	1,21	4,84	0,97	3,65	0,91	3,00	0,88	2,60	0,87	2,32
$U_{13}$ , %	7,68	1,79	1,00	0,83	0,73	0,67	0,66	0,65	0,63	0,63	0,62	0,62

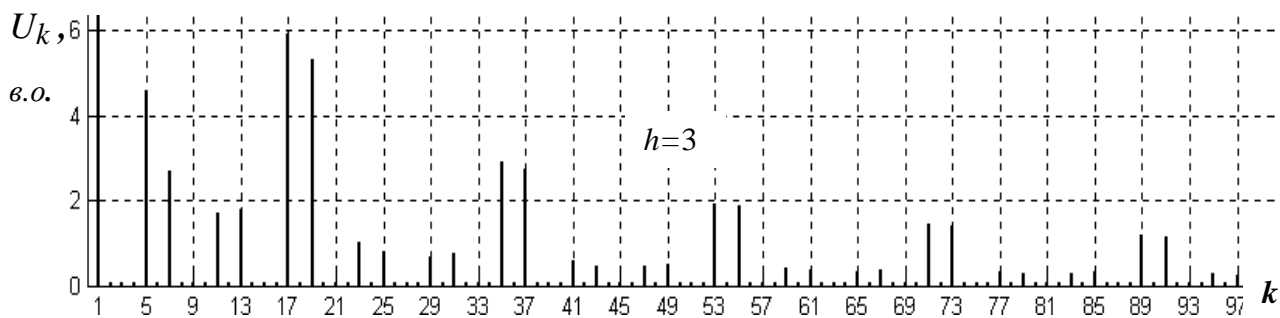


Рисунок 4.68 – Спектр напруги навантаження з амплітудним регулюванням

**Квантування за рівнем.** У схемі БАІН, як і у інших типів АІН, можливо

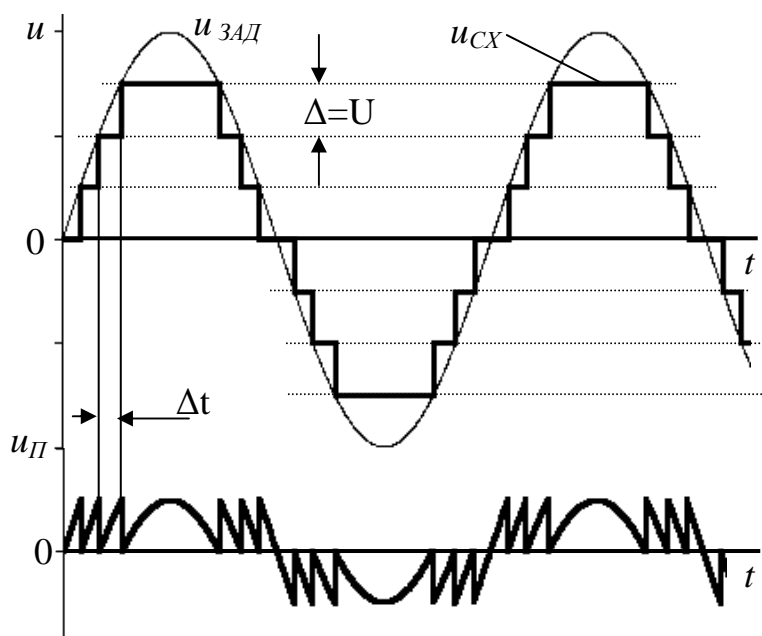


Рисунок 4.69 – Квантування синусоїди за рівнем із похибкою

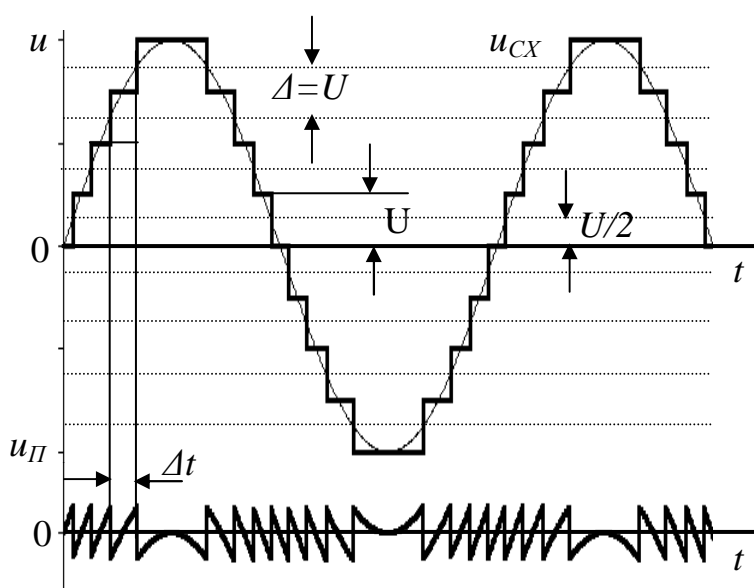


Рисунок 4.70 – Квантування синусоїди за рівнем з усередненням

амплітудне регулювання вихідної напруги. Воно можливо як завдяки змінюванню кількості рівнів вихідної напруги, так і за рахунок змінювання тривалості кожного рівня за незмінної загальної кількості рівнів (звичайно у певних межах).

Мета багаторівневого формування напруги – отримати її максимально наближеною до синусоїди. При цьому згідно із заданою синусоїдою необхідно визначити

тривалість окремих рівнів. Найпростіше це здійснити при дискретизації синусоїди за рівнем – квантуванні, що можливо двома методами.

Перший – квантування з похибкою (рис. 4.69), коли перехід на наступний рівень здійснюється по досягненні заданою напругою  $u_{ЗД} = A \sin \omega t$  ( $A$  – відносне значення амплітуди першої гармоніки фазної напруги до напруги одного рівня джерела  $U$ ) визначеного рівня ( $U, 2U, 3U, \dots$ ) з шагом  $\Delta = U$  ( $U$  –

напруга окремого джерела). У результаті отримуємо напругу східчастої форми  $u_{CX}$  та напругу похибки квантування  $u_{П}=(u_{3АД}-u_{CX})$ .

Можливо використання іншого методу квантування з усередненням, коли середнє значення похибки на інтервалі  $\Delta t$ , що відповідає тривалості окремої сходинки, дорівнює нулю. При цьому використовується більш точний принцип квантування за рівнем з умови порівнювання на інтервалі квантування площі синусоїди та апроксимуючого її прямокутника (рис. 4.72). Реалізація такого варіанта достатньо складна. При спрощенні – заміні на інтервалі квантування ділянки синусоїди на пряму лінію, цей метод (рис. 4.70) може бути достатньо просто реалізований зсувом рівнів квантування відносно вісі абсцис на  $\Delta=U/2$ , тобто рівні квантування становлять  $0,5U; 1,5U; 2,5U; \dots$

Варто зазначити, що у трифазній схемі за відсутністю нульового проводу форма напруги і її гармонійний склад безпосередньо на фазі навантаження покращується. Надалі під час визначення напруги використовуються відносні одиниці за умови  $U=1$ .

**Квантування за рівнем з усередненням** (за середнім рівнем – рисунок 4.71).

Діюче значення гармонік напруги з кратністю  $k$

$$U_{(k)} = \frac{4}{\sqrt{2\pi k}} \sum_{i=1}^n \cos(k\theta_i) \text{ або}$$

$$U_{(k)} = \frac{4}{\sqrt{2\pi k}} \sum_{i=1}^n \cos k \left[ \sin^{-1} \left( \frac{i-0,5}{A} \right) \right], \quad (4.60)$$

де  $\theta_i$  – кут, відповідний переходу на  $i$ -й рівень,  $i=1, 2, \dots, n$  – номер рівня ( $n \leq A$ ).

Виходимо з того, що гармонійний склад напруги фази БАІН і фази навантаження відрізняється тільки наявністю гармонік, кратних 3.

Діюче значення напруги фази

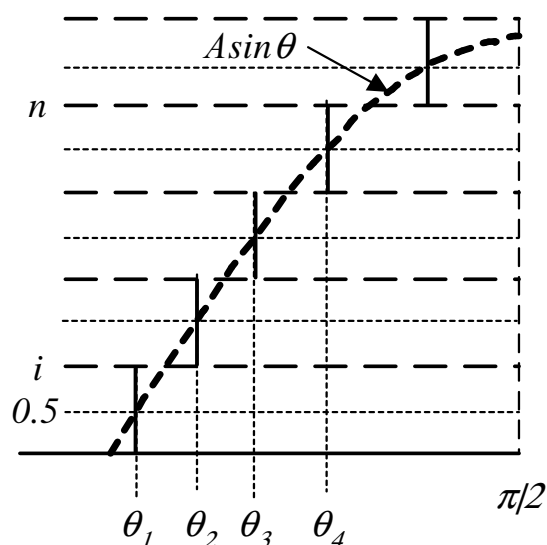


Рисунок 4.71– Квантування за середнім рівнем

$$U = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u^2 d\theta} = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \left[ \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} i^2 d\theta + \dots + \int_{\theta_n}^{\frac{\pi}{2}} n^2 d\theta \right]} =$$

$$= \sqrt{\frac{4}{2\pi} \left[ \sum_{i=1}^{n-1} i^2 (\theta_{i+1} - \theta_i) + n^2 \left( \frac{\pi}{2} - \theta_n \right) \right]}$$

$$\text{або } U = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \left[ \sum_{i=1}^{n-1} i^2 \left( \sin^{-1} \frac{i+0,5}{A} - \sin^{-1} \frac{i-0,5}{A} \right) + n^2 \left( \frac{\pi}{2} - \theta_n \right) \right]}.$$

Діюче значення напруги на фазі навантаження

$$U_H = \sqrt{U^2 - U_{(3)}^2 - U_{(9)}^2 - U_{(15)}^2},$$

де  $U_{(3)} - U_{(15)}$  – гармоніки кратні трьом (відповідно до (4.60)).

$$\text{Коефіцієнт гармонік (THD)} \quad K_{GH} = \frac{\sqrt{U_H^2 - U_{(1)}^2}}{U_{(1)}}.$$

Відносна похибка квантування по першій гармоніці

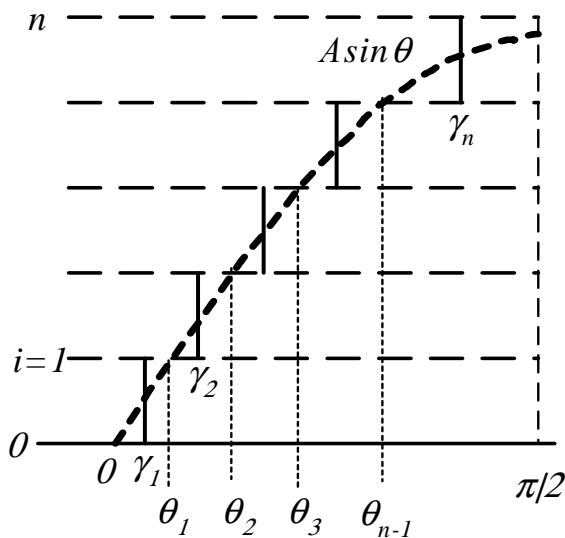
$$\Delta = \frac{|U_{m(1)} - A|}{A} 100\%.$$

Залежність  $K_{GH}(A)$  з урахуванням 103 гармонік і відносні значення амплітуд 5-ї і 7-ї гармонік (стосовно першої) наведені в таблиці 4.7.

Таблиця 4.7 – Гармонійний склад напруги

$A$	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	7	8	9
$THD, \%$	30,6	17,8	15,6	10,8	9,6	8,1	7,2	6,7	6,5	5,8	5,1	3,7	3,8	3,4
$U_5, \%$	20	2,72	1,87	5,2	0,13	4	0,44	3	0,46	2,37	0,43	0,38	0,33	0,29
$U_7, \%$	14,3	11	6,5	0,37	2,0	1,62	0,62	1,82	0,13	1,7	0,06	0,13	0,16	0,17
$\Delta, \%$	10,3	20	3,75	9,4	2,06	5,7	1,35	3,9	0,97	2,9	0,74	0,59	0,48	0,4

#### Усереднення за площею.



Перемикання на черговий  $i$ -й рівень ( $i=1, 2, \dots, n$ ) здійснюється з умови рівності площ ділянки синусоїди відповідної даному рівню і прямокутника, обмеженого кутом  $\gamma_i$  (рис. 4.72). Площа ділянки синусоїди відповідної останньому рівню

$$U_S = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_{n-1}}^{\frac{\pi}{2}} [A \sin \theta - (n-1)] d\theta = \frac{2}{\pi} [A \cos \theta_{n-1} - (n-1)(\frac{\pi}{2} - \theta_{n-1})]$$

Рисунок 4.72 – Квантування з усередненням за площею

Площа прямокутника, початок якого відповідає  $\gamma_n$

$$U_P = \frac{2}{\pi} \int_{\gamma_n}^{\frac{\pi}{2}} d\theta = \frac{2}{\pi} (\frac{\pi}{2} - \gamma_n).$$

На основі рівності площ  $\gamma_n = n \frac{\pi}{2} - (n-1) \theta_{n-1} - A \cos \theta_{n-1}.$



Для інших рівнів площа ділянки синусоїди відповідає поточному рівню ( $i$ )

$$U_{Si} = \frac{2}{\pi} \left[ \int_{\theta_{i-1}}^{\theta_i} (A \sin \theta - (i-1)) d\theta + \int_{\theta_i}^{\frac{\pi}{2}} d\theta \right] = \frac{2}{\pi} \left[ -A(\cos \theta_i - \cos \theta_{i-1}) - \right. \\ \left. -(i-1)(\theta_i - \theta_{i-1}) + \frac{\pi}{2} - \theta_i \right].$$

Звідси значення кута  $\gamma_i = A(\cos \theta_i - \cos \theta_{i-1}) + i\theta_i - (i-1)\theta_{i-1}$ .

Відносна амплітуда гармонік вихідної напруги  $U_{m(k)} = \frac{4}{\pi k} \sum_{i=1}^n \cos(k\gamma_i)$ .

$$\text{Коефіцієнт гармонік} \quad K_{GH} = \frac{\sqrt{\sum_{k=5}^n U_{m(k)}}}{U_{(1)}}.$$

У таблиці 4.8 наведено залежності для коефіцієнта гармонік і відносних значень гармонік низького порядку (відносно першої) з урахуванням 103 гармонік.

Таблиця 4.8 – Гармонійний склад напруги

$A$	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	7	8	9
$THD, \%$	29,9	27,4	15,1	12,9	9,2	9,5	7,8	8,14	6,9	6	4,9	3,9	4,0	3,3
$U_5, \%$	22,8	13,4	0,12	4,1	1,3	2,05	1,1	1,26	0,86	0,86	0,67	0,53	0,43	0,4
$U_7, \%$	11,2	20,0	7,0	7,2	1,2	3,2	0,13	1,83	0,44	1,2	0,48	0,45	0,4	0,4
$\Delta, \%$	7,1	3,0	1,9	1,1	0,85	0,6	0,48	0,37	0,31	0,25	0,22	0,16	0,12	0,1

Із порівняння таблиць 4.7 і 4.8 випливає, що усереднення за рівнем забезпечує лише незначне погіршення гармонійного складу напруги, однак характеризується великою похибкою квантування, особливо за малих  $A$  і значеннях  $A$ , відповідних половині рівня квантування.

Таким чином, у разі формування напруги з використанням квантування прийнятний гармонійний склад досягається (з урахуванням гармонік низького порядку) за  $A > 3$ . За меншої кількості рівнів слід вжити заходів щодо їх придушення, а також урахувати похибку квантування.

#### 4.3.2.2 Вибіркове формування з заданим гармонійним складом

Придушення вищих гармонік низького порядку (5-та, 7-ма, 11-та, 13-та) за мінімальної кількості перемикачів ключів досягається при вибіркового (*selective PWM*) керуванні [41, 44]. Цей принцип розглянуто у п. 4.1.2.1 відносно АІС. Що стосується БАІН він, пропонується для каскадних схем БАІН з послідовним з'єднанням інверторів (п. 4.3.5). Його також можна використати для формуван-

ня напруги в окремій фазі БАІН із декількома рівнями напруги джерела постійного струму.

У цьому плані цікавими є алгоритми з вибіркоким формуванням напруги з трьох (рис. 4.73) або п'яти (рис. 4.74) імпульсів, положення яких характеризується кутами  $\alpha_i$ . На рисунках 4.73 та 4.74 також показані комутаційні функції ключів двох плечей АІН  $K_1$  і  $K_3$  за використання однополярної модуляції для однофазного мостового АІН.

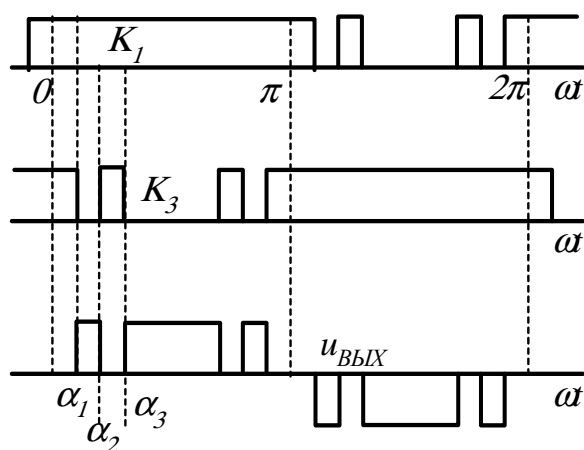


Рисунок 4.73 – Комутаційні функції ключів і напруга АІН за трьох імпульсів

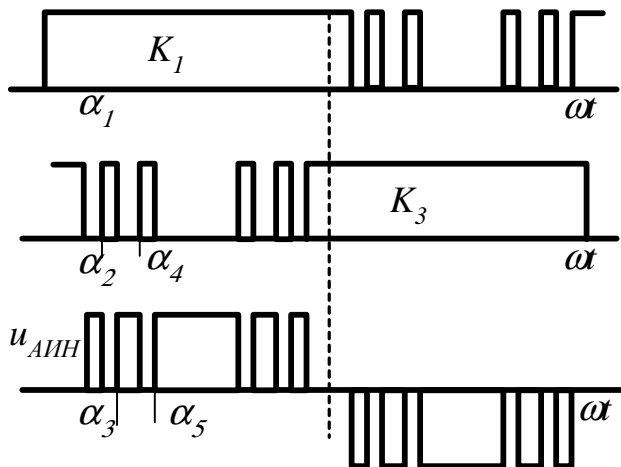


Рисунок 4.74 – Комутаційні функції ключів і напруга АІН за п'яти імпульсів

При цьому амплітуда  $k$ -ї гармоніки напруги ( $k=6l\pm1$ )

$$U_{m(k)} = \frac{4}{\pi k} (\cos k\alpha_1 - \cos k\alpha_2 + \cos k\alpha_3 - \cos k\alpha_4 + \cos k\alpha_5).$$

За трьох імпульсів моменти перемикання ( $\alpha_i$ ) визначаються з умови, що значення  $U_{(5)}=U_{(7)}=0$  ( $k=5, k=7$ ), за п'яти імпульсів  $U_{(5)}=U_{(7)}=U_{(11)}=U_{(13)}=0$ .

Розрахунки підтверджують можливість ефективного придушення 5-ї і 7-ї гармонік практично у всьому діапазоні регулювання першої гармоніки, для 11-ї і 13-ї тільки у вузькому діапазоні регулювання (0,9-1).

На рисунку 4.75 наведені значення кутів  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  при регулюванні першої гармоніки і підтримці значень 5-ї і 7-ї гармонік ( $u_5=U_{m(5)}/U_{m(1)}, u_7=U_{m(7)}/U_{m(1)}$ ) у діапазоні значень  $\pm 0,5\%$ . Варіант залежностей за результатами вибірки значень  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  наведено на рисунку 4.76.

У разі послідовного з'єднання декількох АІН додаткові можливості придушення гармонік вищого порядку (11-ї і вище) забезпечує метод, коли для придушення гармонік формування напруги окремих АІН здійснюється із зсувом на кут  $\gamma$  за основною гармонікою.

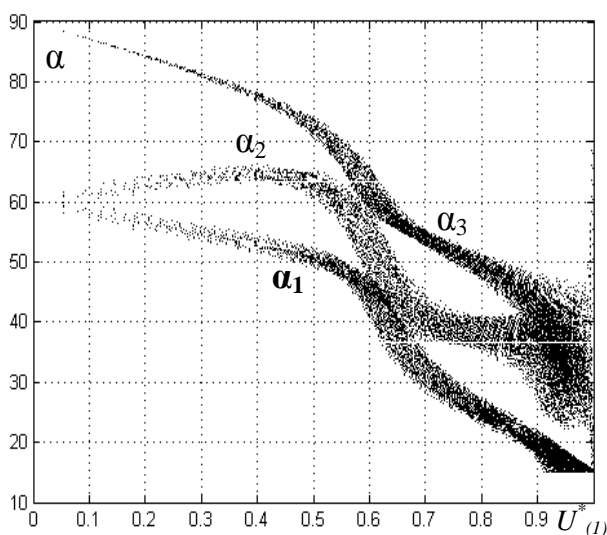


Рисунок 4.75 – Діапазон значень  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$

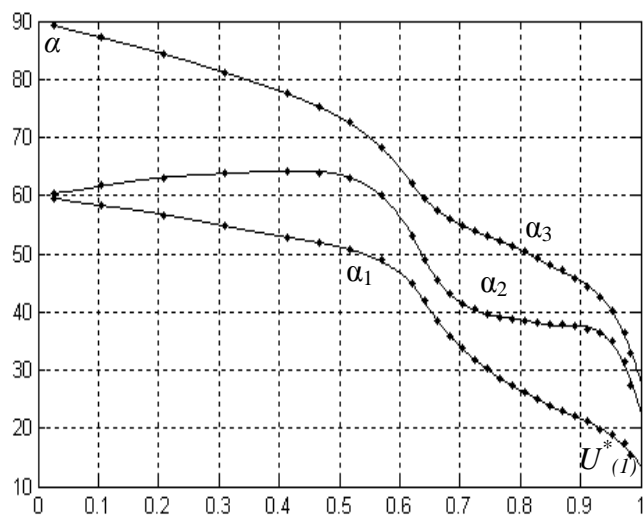


Рисунок 4.76 – Залежності для вибору значень  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$

Принцип формування стосовно каскадного БАІН із двома АІН на фазу ілюструє рисунок 4.77. При цьому напруга  $i$ -того з  $n$  АІН

$$u_i = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} [(\cos k\alpha_1 - \cos k\alpha_2 + \cos k\alpha_3) \cos k(\theta - (i-1)\gamma)].$$

Результуюче (сумарне) значення амплітуди  $k$ -й гармоніки

$$U_{Cm(k)} = U_{m(k)} \sum_{i=1}^n (\cos k[\theta - (i-1)\gamma]).$$

Результуюча амплітуда  $k$ -ї гармоніки за відсутності зсуву за основною гармонікою

$$U_{Cm(k)}^1 = n U_{m(k)}.$$

Коефіцієнт ослаблення  $k$ -ї гармоніки

$$K_{O(k)} = \frac{U_{Cm(k)}^1}{U_{Cm(k)}} = \frac{n}{\sum_{i=1}^n (\cos k[\theta - (i-1)\gamma])}.$$

Після перетворення отримуємо

$$K_{O(k)} = \frac{n}{\sqrt{[\sum_{i=1}^n \cos(k(i-1)\gamma)]^2 + [\sum_{i=1}^n \sin(k(i-1)\gamma)]^2}}.$$

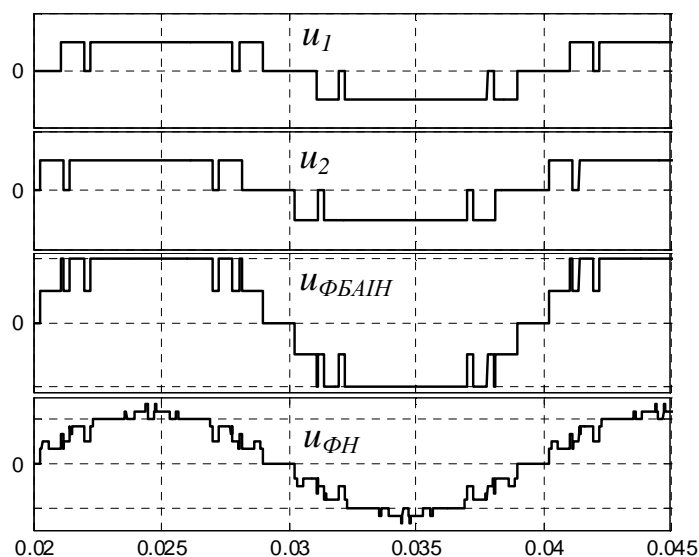


Рисунок 4.77 – Формування напруги із зсувом по основній гармоніці

Залежність коефіцієнта ослаблення  $K_{O(k)}$  від кута  $\gamma$  наведена на рисунках 4.78 та 4.79 за  $n=2$  і  $n=3$  для  $k=11,13,17,19$ . Неважко помітити, що за певних  $\gamma$  значення  $K_{O(k)} \rightarrow \infty$  і досягається повне придушення  $k$ -ї гармоніки. Значення відповідного кута  $\gamma_k = \frac{2\pi}{kn}i$  ( $i=1, 2, 3, \dots$ ).

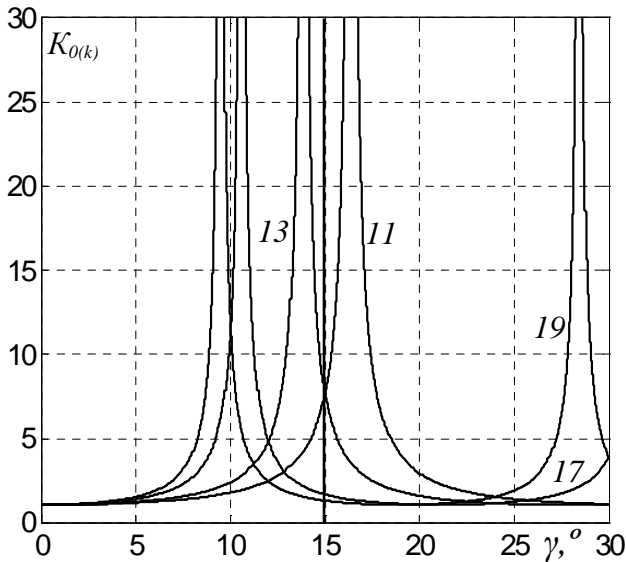


Рисунок 4.78 – Залежність  $K_{O(k)}$  від кута  $\gamma$  за  $n=2$

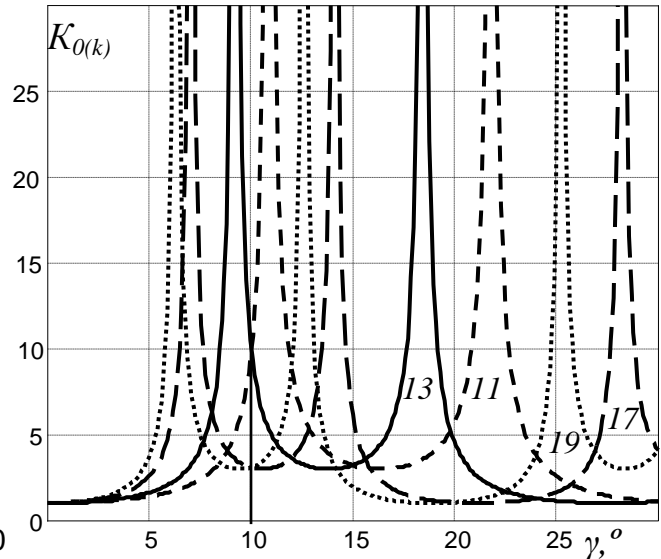


Рисунок 4.79 – Залежність  $K_{O(k)}$  від кута  $\gamma$  за  $n=3$

Очевидно, що варто вибирати проміжне значення  $\gamma$  з умови одночасного максимального придушення 11-ї 13-ї гармонік. Аналіз показує, що така умова досягається при  $\gamma = \frac{\pi}{6n}$  (на рис. 4.78  $\gamma=15^\circ$ , на рис. 4.79  $\gamma=10^\circ$ ). Відповідні значення  $K_{O(k)}$  при цьому наведені в таблиці 4.9.

Таблиця 4.9 – Коефіцієнт ослаблення гармонік

$n$	2	3	4	5	6
$K_{O(1)}$	1,009	1,010	1,011	1,011	1,011
$K_{O(5)}$	1,260	1,313	1,331	1,34	1,344
$K_{O(7)}$	1,643	1,781	1,832	1,855	1,868
$K_{O(11)}$	7,661	9,495	10,19	10,52	10,704
$K_{O(13)}$	7,661	10,51	11,62	12,158	12,456
$K_{O(17)}$	1,6437	3,094	3,714	4,023	4,196
$K_{O(19)}$	1,261	3,094	3,921	4,341	4,58

Наявність зсуву за першою гармонікою обумовлює деяке зниження основної гармоніки - значення  $K_{O(1)}$  наведені в таблиці 4.9. Однак це зниження не є суттєвим. При цьому варто враховувати, що граничне значення 1-ї гармоніки напруги окремого АІН за  $\alpha_1=\alpha_2=\alpha_3=\pi/12$  відповідає другому рівню просторового вектора напруги і становить у відносних одиницях (при одиничній амплітуді

$U_{m=1}) U^*_{m(1)} = \frac{4}{\pi} \cos \frac{\pi}{12} = 1,23$ , що перевищує граничне значення при векторній ШІМ ( $U^*_{m(1)} = 1,15$ ).

Принцип придушення можна пояснити, виходячи з наступних міркувань: 11-та і 13-та гармоніки є бічними для 12-ї гармоніки. У періоді вихідної частоти укладається дванадцять періодів гармоніки, відповідно, її період складе  $2\pi/12$ . Повне придушення гармоніки досягається за  $n=2$ , якщо гармоніки напруги АІН, що підсумовуються, будуть у протифазі, що відповідає  $\gamma=\pi/12$ . Для  $n=3$  зсув  $\gamma=\pi/18$  відповідає зсуву 12-ї гармоніки напруги АІН на третину періоду, коли вони утворюють симетричну трифазну систему і їх сума дорівнює 0. Осцилограми напруги фази БАІН  $u_{\Phi \text{БАІН}}$  і фази навантаження  $u_{\Phi \text{Н}}$  при вибіркового керуванні зі зсувом  $\gamma=15^\circ$  при  $n=2$  наведені на рисунку 4.77.

При цьому можна комбінувати використання трьох (при  $\mu > 0,9$ ) і п'яти імпульсів (при  $\mu < 0,9$ ). Важливою властивістю цього методу стосовно каскадних БАІН є вирівнювання завантаження АІН.

Деякі особливості має реалізація стосовно БАІН з кількома рівнями напруги. Розглянемо застосування для п'ятирівневого АІН (ПАІН). Позначимо логічною змінною  $M_i$  стан ключів відповідних першому рівню напруги фази БАІН – при позитивній полярності  $M_{1P}$  при негативній  $M_{1N}$ , аналогічно  $M_{2P}$  і  $M_{2N}$  – для другого рівня. Закон зміни напруги при заданих  $\alpha_i$  відповідає логічній змінній  $U_{1P}$  і  $U_{1N}$ . Аналогічна напруга зі зсувом на кут  $\gamma$  відповідає змінній  $U_{2P}$  і  $U_{2N}$ . Зв'язок між змінними визначається виразами:

$$M_{1P} = U_{1P} \vee U_{2P}, M_{1N} = U_{1N} \vee U_{2N}, M_{2P} = U_{1P} \wedge U_{2P}, M_{2N} = U_{1N} \wedge U_{2N}.$$

#### 4.3.2.3 Попередня модуляція завдання гармоніками кратними трьом відносно частоти основної гармоніки

Зміна тривалості роботи БАІН на певному ступені напруги передбачає деформацію кривої напруги завдання. Це можливо у разі модуляції напруги завдання 3-ю і 9-ю гармоніками (до частоти основної гармоніки). Це створює додаткові можливості поліпшення гармонійного складу напруги БАІН (порівняно з модуляцією тільки 3-ю гармонікою) і дозволяє перерозподілити завантаження АІН. Розглянемо можливості модуляції напруги завдання 3-ю і 9-ю гармоніками під час квантування за рівнем. При цьому для визначення напруги використовуються відносні одиниці.

Квантування за рівнем передбачає порівняння напруги  $u_{3\Delta D}$  із відповідним рівнем квантування  $u_{KBi}=i-0,5$  ( $i$  – номер рівня вихідної напруги фази БАІН). При  $u_{3\Delta D} \geq u_{KBi}$  здійснюється перехід на наступний рівень, чому відповідає певний кут  $\theta_i$ . Одному рівню може відповідати ряд значень кутів  $\theta_{ij}$  ( $i$  – номер рівня, при використанні модуляції 9-ю гармонікою  $j \leq 5$  – номер кута на інтервалі  $0, \pi/2$ ), де формується перехід на наступний (попередній) рівень. Залежно від амплітуди гармонік напруга  $u_{3\Delta D}$  може змінювати полярність відносно напруги основної гармоніки. За наявності на інтервалі  $(0, \pi/2)$  негативних ділянок напруги  $u_{3\Delta D}$  перевіряється умова  $|u_{3\Delta D}| \geq u_{KBi}$ . Відповідні значення кутів позначимо як  $\theta = \alpha_{ij}$ . При відомих  $A, A_3, A_9$  значення кутів відповідних і рівня можна знайти

рішенням рівняння

$$i - 0,5 = |A \sin \theta + A_3 \sin 3\theta + A_9 \sin 9\theta|. \quad (4.61)$$

Рішення рівняння (4.61) здійснюється методом ітерацій почерговою підстановкою в нього значення  $\theta$  з інтервалу  $(0, \pi/2)$  з мінімальним кроком. При цьому для кожного  $\theta_i$  визначається якій ділянці  $u_{3\Delta}$  відповідає рішення (зростання –  $\theta_{ij}$  ( $j=1, 3, 5$ ) і спадання –  $\theta_{ij}$  ( $j=2, 4$ )). При  $u_{3\Delta} < 0$  рішенням відповідає  $\theta = \alpha_{ij}$  (зростання –  $\alpha_{ij}$  ( $j=2, 4$ ) і спадання –  $\alpha_{ij}$  ( $j=1, 3$ )). Відповідно до  $\theta_{ij}$  і  $\alpha_{ij}$  визначається відносна амплітуда першої гармоніки напруги фази БАІН і амплітуди гармонік із кратністю  $k = 6n \pm 1$ :

$$U_{m(1)} = \frac{4}{\pi} \left[ \sum_{i=1}^6 \left( \sum_{\gamma=0}^2 \cos \theta_{i(2\gamma+1)} - \sum_{\gamma=1}^2 \cos \theta_{i(2\gamma)} \right) - \sum_{i=1}^2 \left( \sum_{\gamma=0}^1 \cos \alpha_{i(2\gamma+1)} - \sum_{\gamma=1}^2 \cos \alpha_{i(2\gamma)} \right) \right]. \quad (4.62)$$

$$U_{m(k)} = \frac{4}{k\pi} \left[ \sum_{i=1}^6 \left( \sum_{\gamma=0}^2 \cos k \theta_{i(2\gamma+1)} - \sum_{\gamma=1}^2 \cos k \theta_{i(2\gamma)} \right) - \sum_{i=1}^2 \left( \sum_{\gamma=0}^1 \cos k \alpha_{i(2\gamma+1)} - \sum_{\gamma=1}^2 \cos k \alpha_{i(2\gamma)} \right) \right]. \quad (4.63)$$

Для кожного  $A$  перебираються можливі комбінації  $A_3$  і  $A_9$  і визначаються значення  $THD$ , зваженого  $THD_w$ . При цьому вибираються рішення, відповідні мінімальному значенню  $THD_w$ .

Результати розрахунку наведені в таблиці 4.10 у відносних одиницях при граничній кількості рівнів  $N=13$  (6 рівнів напруги у напівхвилі) при  $A_3=0,15A$  (з умови отримання максимального значення вихідного напруги). У таблиці 4.11 наведено ряд значень при квантуванні без модуляції. Зіставлення даних табл.4.10.1÷4.10.3 і табл.4.11 показує, що поряд із зниженням  $THD$  (враховувалися 200 гармонік) знижується значення зваженого  $THD_w$  (враховувалися 103 гармоніки). Це свідчить про зниження значень гармонік низького порядку. Зменшується і похибка квантування ( $\Delta = \frac{A - U_{m(1)}}{A} < 3\%$ ).

Таблиця 4.10.1 – Коефіцієнт гармонік вихідної напруги

$A$	7	6,9	6,8	6,6	6,4	6,2	6	5,8	5,6	5,4	5,2	5
$A_9$	0	0	0	0,6	0,7	0,6	0,8	1,2	1,1	1,4	1,5	1,5
$THD_w, \%$	0,12	0,12	0,13	0,14	0,12	0,16	0,21	0,15	0,21	0,1	0,13	0,22
$THD, \%$	3,35	3,48	3,68	3,89	4,07	4,43	5,18	4,63	5,72	5,22	4,99	6,19
$\Delta A, \%$	0,15	1,13	2,08	0,9	0,11	1,24	0,82	0,33	1,11	0,1	0,51	1,19

Таблиця 4.10.2 – Коефіцієнт гармонік вихідної напруги

$A$	4,8	4,6	4,4	4,2	4	3,8	3,6	3,4	3,2	3	2,8
$A_9$	1,7	1,8	1,9	2	2,2	2	2	2,1	1,9	1,8	1,4
$THD_w, \%$	0,13	0,12	0,11	0,19	0,21	0,18	0,12	0,13	0,21	0,35	0,3
$THD, \%$	6,57	6,01	6,49	6,87	7,9	8,10	7,72	8,17	9,44	9,74	10,83
$\Delta A, \%$	0,75	0,28	0,1	0,82	0,73	0,7	0,38	0,54	0,04	1,36	0,4

Таблиця 4.10.3 – Коефіцієнт гармонік вихідної напруги

$A$	2,6	2,4	2,2	2	1,8	1,6	1,4	1,2	1,0	0,8	0,6
$A_9$	1,4	1,6	1,5	1,4	1,2	1,2	1,5	1,7	1,8	1,4	1,5
$THD_w, \%$	0,26	0,33	0,44	0,32	0,18	0,58	0,63	0,38	0,62	0,76	0,79
$THD, \%$	12,17	12,18	14,1	15,2	16,6	21,6	21,91	22,2	31,4	39,4	41,9
$\Delta A, \%$	0,12	1,37	2,69	0,23	1	2,39	2,8	0,28	0,36	2,82	0,83

Таблиця 4.11 – Коефіцієнт гармонік вихідної напруги

$A$	6	5	4,4	4	3	2,4	2	1,4	1,0
$THD_w, \%$	0,22	0,31	0,64	0,36	0,6	1,25	1,5	2,23	4,64
$THD, \%$	5,32	6,68	7,43	7,36	9,85	11,65	15,83	19,15	30,84

Варто зазначити, що попередня модуляція завдання 3-ю і 9-ю гармоніками забезпечує ті ж значення  $THD_w$ , що і використання багаторівневої ШІМ при частоті модуляції 3 кГц при зниженні  $THD$  (табл. 4.12).

Таблиця 4.12 – Коефіцієнт гармонік вихідної напруги

$A$	7	6,6	6	5,6	5	4,6	4
$THD, \%$	3,58	4,2	5,51	6,2	6,77	6,97	9
$THD_w, \%$	0,12	0,14	0,21	0,21	0,22	0,12	0,21
МШІМ з частотою модуляції 3 кГц (результати моделювання)							
$THD, \%$	6,83	8,09	8,05	9,6	9,61	11,8	11,8
$THD_w, \%$	0,11	0,13	0,12	0,15	0,14	0,18	0,16

$A$	3,6	3	2,6	2	1,6	1	0,8
$THD, \%$	8,83	10,9	13,2	16,6	23,2	40	67
$THD_w, \%$	0,12	0,35	0,26	0,32	0,58	0,44	0,93
МШІМ з частотою модуляції 3 кГц (результати моделювання)							
$THD, \%$	15,4	15	21,6	21,5	35,7	34,5	43
$THD_w, \%$	0,23	0,2	0,32	0,27	0,53	0,62	0,76

#### 4.3.2.4 Багаторівнева ШІМ

Синусоїдальна багаторівнева ШІМ (БШІМ). Розглянемо методику розрахунку коефіцієнта гармонік ( $THD$ ) незалежно від методу і частоти модуляції. Вихідна напруга фази БАІН  $u_\phi$  при БШІМ має східчасту форму (рис. 4.80) з відпрацюванням обвідної методом ШІМ за законом  $u_{з\Delta\Delta} = A \sin \theta$  ( $\theta = \omega t$ ). Амплітуда першої гармоніки визначається значенням  $A$  (відносна амплітуда  $u_\phi$  - по відношенню до напруги одного рівня). Для визначення  $THD$  необхідно виконати розрахунок діючого значення напруги БАІН.

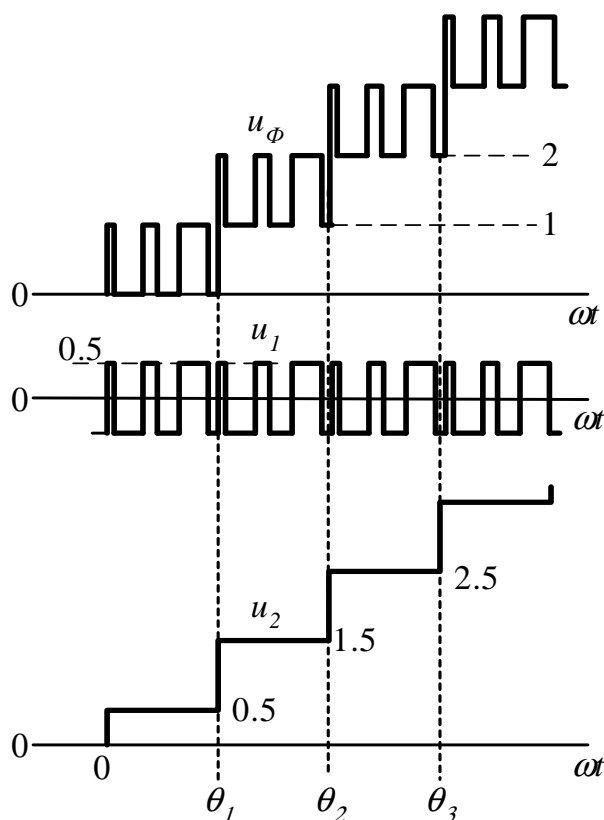


Рисунок 4.80 – Аналіз вихідної напруги БАІН

Таким чином, вираз (4.64) можна подати як

$$U = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (u_1 + u_2)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_1^2 d\theta + \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} 2u_1 u_2 d\theta + \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_2^2 d\theta}. \quad (4.65)$$

Перша і третя складові в (4.65) відповідають квадрату діючих значень напруги  $u_1$  і  $u_2$ . Для першої  $(U_1)^2 = (0,5)^2$ , третя з урахуванням рисунку 4.80

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} u_2^2 d\theta = \int_0^{\theta_1} (0,5)^2 d\theta + \int_{\theta_1}^{\theta_2} (1,5)^2 d\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_3} (2,5)^2 d\theta + \dots + \int_{\theta_{n-1}}^{\frac{\pi}{2}} (n-0,5)^2 d\theta. \quad (4.66)$$

Друга складова (4.65)

$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} 2u_1 u_2 d\theta = \int_0^{\theta_1} u_1 d\theta + \int_{\theta_1}^{\theta_2} 3u_1 d\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_3} 5u_1 d\theta + \dots + \int_{\theta_{n-1}}^{\frac{\pi}{2}} (2n-1)u_1 d\theta. \quad (4.67)$$

Складові (4.67) визначають середнє значення  $u_1$  на відповідному інтервалі, яке при синусоїдальній ШІМ може бути визначено через напругу завдання  $u_{зАд} = A \sin \theta$ , з урахуванням чого (4.67) перетворимо до вигляду

Діюче значення напруги

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_\phi^2 dt}. \quad (4.64)$$

Уявимо напругу  $u_\phi$  як суму напруги  $u_1$  і  $u_2$ . Напруга  $u_1$  двополярна та отримана методом ШІМ при амплітуді  $U_{1m}$ , яка дорівнює половині напруги одного рівня, що у відносних одиницях становить  $U_{1m} = 0,5$ . Напруга  $u_2$  має східчасту форму з рівнями  $(i-0,5)$  (де  $i=1,2,\dots,(n-1)$ ,  $n=\text{floor}(A)$  – кількість рівнів фазної напруги), перехід на черговий рівень відповідає кутам  $\theta_i = \arcsin(\frac{i}{A})$ . За цього розкладання  $u_\phi$  на складові, діюче значення  $u_1$  незалежно від частоти модуляції і коефіцієнта заповнення дорівнює  $U_1 = 0,5$ , просто визначається і діюче значення  $u_2$ .



$$\int_0^{\frac{\pi}{2}} 2u_1 u_2 d\theta = \int_0^{\theta_1} (A \sin \theta - 0,5) d\theta + \int_{\theta_1}^{\theta_2} 3(A \sin \theta - 1,5) d\theta + \dots +$$

$$+ \int_{\theta_{n-1}}^{\frac{\pi}{2}} (2n-1)(A \sin \theta - n + 0,5) d\theta. \quad (4.68)$$

Після перетворення отримуємо

$$U = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[ A(1 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \cos \theta_i) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} i \theta_i - (n-0,5)^2 \frac{\pi}{2} \right]} + 0,25. \quad (4.69)$$

Коефіцієнт гармонік (THD)

$$K_{GH} = \frac{\sqrt{U^2 - U_{(1)}^2}}{U_{(1)}} = \frac{\sqrt{U^2 - (\frac{A}{\sqrt{2}})^2}}{\frac{A}{\sqrt{2}}}.$$

Вираз (4.69) отримано для напруги фази БАІН. У трифазній системі без нульового дроту у фазній напрузі навантаження відсутній ряд модуляційних гармонік, тобто THD напруги фази навантаження менше, ніж фази БАІН. У (4.69) діюче значення напруги вищих гармонік визначено складовою за дужками. Це дозволяє внести відповідне коригування

$$U = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left[ A(1 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \cos \theta_i) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} i \theta_i - (n-0,5)^2 \frac{\pi}{2} \right]} + \zeta 0,25. \quad (4.70)$$

де  $\zeta = 0,85$  при багаторівневої ШІМ із зсувом модулюючої напруги за рівнем і  $\zeta = 0,8$  при багаторівневій ШІМ із зсувом модулюючої напруги за фазою.

Залежність  $K_{GH}(A)$  (THD) наведена в таблиці 4.13. Для зіставлення в таблиці 4.13.1÷4.13.2 наведені значення  $THD_M$  за результатами моделювання.

Таблиця 4.13.1 – Коефіцієнт гармонік напруги при БШІМ

$A$	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6	6,5	7
$THD, \%$	35,9	23,2	21,3	15,7	15,1	11,9	11,7	9,61	9,54	8,05	8,05	6,92
$THD_M, \%$	37,5	21,5	22,1	15,1	15,4	11,7	11,7	9,52	9,5	8,05	8,07	6,8

Таблиця 4.13.2 – Коефіцієнт гармонік напруги при БШІМ

$A$	7,5	8	8,5	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12	12,5	13
$THD$ , %	6,96	6,08	6,13	5,42	5,48	4,89	4,95	4,45	4,52	4,09	4,15	3,78
$THD_M$ , %	7	6	6,2	5,3	5,6	4,8	5	4,4	4,5	4,05	4,18	3,73

Варто зазначити, що відповідність стандарту [5]  $THD=5$  % (граничне значення  $THD=8$  %) досягається тільки при  $A>6$  ( $N=13$ ).

Традиційними методами керування відносно БАІН є багаторівнева ШІМ з зсувом модулюючої напруги за рівнем і багаторівнева ШІМ із зсувом модулюючої напруги за фазою. Формування напруги керування ключами АІН здійснюється шляхом порівняння за рівнем модулюючої напруги трикутної форми  $u_{TR}$  з частотою  $f_M$  і заданої синусоїдальної напруги  $u_{ЗД}$ . Відповідні імпульси формуються при перевищенні значення одної напруги над іншою.

При багаторівневій ШІМ із зсувом модулюючої напруги за рівнем для ключів кожного  $i$ - рівня напруги фази БАІН використовується дві напруги  $u_{TRi}$  та  $u'_{TRi}$ , що зсунуті одна відносно другої за рівнем симетрично нулю. При цьому для кожного з рівнів напруги, що формуються, ці напруги зсунуті за вертикаллю на амплітуду. Задана напруга  $u_{ЗД}$  має амплітуду в  $n$ - раз більшу, ніж амплітуда  $u_{TR}$  (для максимальної напруги на виході).

Цей метод є придатним для будь-якої структури БАІН і єдиним можливим для багаторівневих інверторів із декількома рівнями напруги джерела постійного струму (п. 4.3.3).

Відносно каскадних схем із з'єднанням декількох ( $n$ ) інверторів (п. 4.3.5) можливо використання багаторівневої ШІМ із зсувом модулюючої напруги за фазою. При цьому напруги  $u_{TR1}$ ,  $u_{TR2}$ , ...,  $u_{TRn}$  для різних АІН зсунуті за фазою на кут  $\theta=2\pi/n$ , що становить  $T_M/n$  ( $T_M$  – період напруги  $u_{TR}$ ). Задана синусоїдальна напруга  $u_{ЗД}$  для максимальної напруги на виході має амплітуду, що дорівнює амплітуді  $u_{TR}$ .

Завдяки зсуву модулюючої напруги імпульси вихідної напруги окремих інверторів також зсунуті між собою. Також зсунуті за фазою і вищі гармоніки вихідної напруги. При складанні їх певні гармоніки взаємо компенсуються і відсутні у результуючій напрузі БАІН. Це обумовлює покращення гармонійного складу. Важливим є також те, що напруги АІН формуються за однаковим законом і однаковим є завантаження всіх інверторів.

#### 4.3.3 Багаторівневі інвертори з декількома рівнями напруги джерела постійного струму і фіксуючими діодами

Збільшення кількості рівнів у кривій вихідної напруги інвертора досягається за рахунок використання джерела постійного струму (ДПС) з декількома рівнями напруги. Останнє може бути виконано з використанням послідовного з'єднання декількох джерел (рис. 4.81, б, в) або з використанням ємнісного розподільовача напруги (рис. 4.82). Слід зазначити, що використання ємнісного ро-

зподілювача напруги пов'язано з питанням балансування (вирівнювання) напруги на конденсаторах, особливо це проявляється для схем із парною кількістю рівнів.

Принцип багаторівневого формування напруги розглянемо з використанням спрощених схем одного плеча АІН, що подані на рисунку 4.81. Дворівневий АІН (рис. 4.81, а) забезпечує у вихідній напрузі два рівня напруги відносно виводу  $n$  джерела ( $0$  і  $U$ ). У разі додавання ще одного рівня напруги джерела (рис. 4.81, б) отримуємо трирівневий АІН ( $0$ ,  $U$ ,  $2U$ ) тощо. Для схем із 3, 5, 7 рівнями як нульовий розглядається середній вивід джерела і самі вони отримали назву – *інвертор із фіксованою нульовою точкою*.

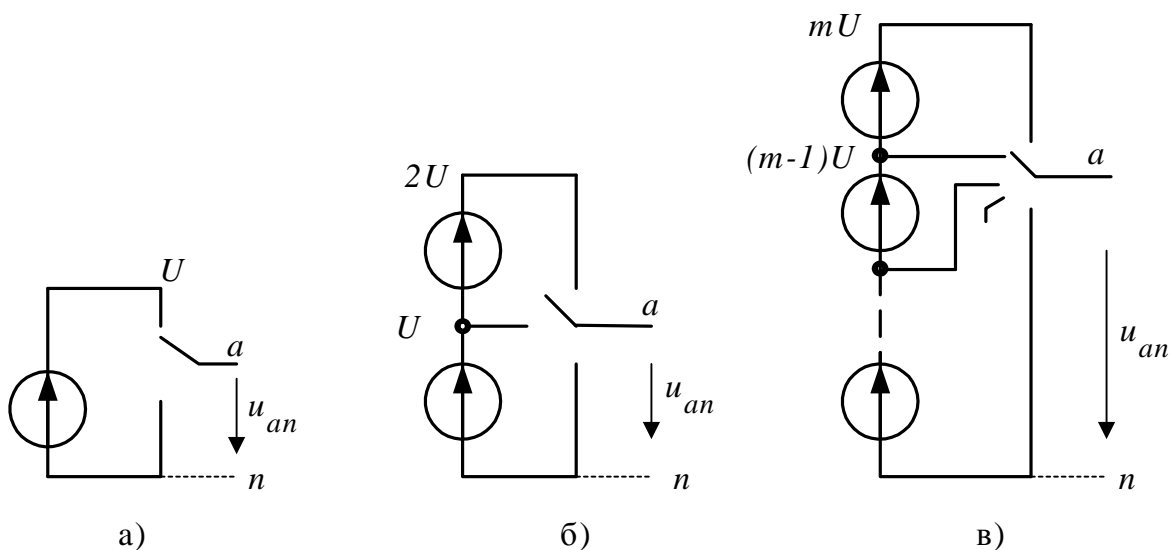


Рисунок 4.81 – Принцип багаторівневого формування напруги з двома рівнями напруги (а), трьома рівнями напруги (б),  $m$  рівнями напруги (в)

Можливі два варіанти багаторівневих АІН (БАІН) із фіксуєчими діодами:

– схеми з парною кількістю  $m$  рівнів напруги ДПС, вихідна напруга фази БАІН має одну полярність  $u_{\Phi \text{БАІН}} = \sum_{i=0}^{m-1} iU$ , кількість рівнів вихідної напруги фази  $N=m$ , амплітуда першої гармоніки при синусоїдальній ШІМ  $U_{\Phi \text{БАІН}(1)m} = \frac{(m-1)U}{2}$ , напруга ключа  $U_{\text{кл}} = U = \frac{2\sqrt{2}U_{\text{л}}}{\sqrt{3}(m-1)}$ , кількість ключів  $K = \frac{(m-1)}{2}4$ , кількість фіксуєчих діодів на фазу  $d = (m-1)(m-2)$ ;

– схеми з непарною кількістю рівнів напруги ДПС  $m$  (NPC – інвертори з фіксованою нульовою точкою). Вихідна напруга симетрична відносно нульової точки ДПС  $u_{\Phi \text{БАІН}} = \pm \sum_{i=0}^{\frac{m-1}{2}} iU$ .

#### 4.3.3.1 Трирівневий інвертор із фіксуючими діодами

**Напівмостова схема трирівневого БАІН.** Розглянемо роботу трирівневого АІН із фіксуючими діодами (*Diode clamp inverter*) на прикладі напівмостової схеми (рис. 4.82), що містить у собі джерело постійного струму з напругою  $2U$  і розподільовачем напруги на конденсаторах  $C$  (може бути два послідовно з'єднаних джерела з напругою  $U$  кожне), а також комутатор із чотирма ключами  $K1 \div K4$  і двома фіксуючими діодами  $VD1$  і  $VD2$ , що утворюють плече інвертору. Навантаження  $Z_H$  підключено до середнього виводу  $0$  джерела і виводу комутатору  $a$ . Схема плеча БАІН на транзисторах подана на рисунку 4.83.

На відміну від розглянутої вище схеми АІН (з двома рівнями напруги джерела постійного струму) кількість ключів на плече подвоїлась. Розподіл напруги між послідовно з'єднаними ключами здійснюється за допомогою фіксуючих діодів  $VD1$ ,  $VD2$ .

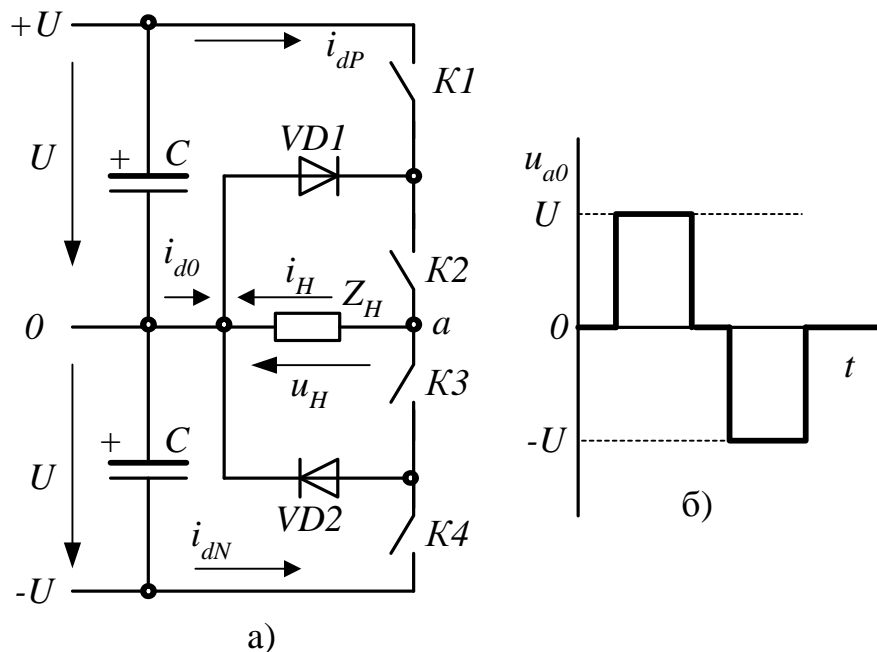


Рисунок 4.82 – Спрощена схема силового кола (а) і вихідна напруга напівмостового трирівневого БАІН (б)

Вихідна напруга  $u_H = u_{a0}$  може приймати три значення (рівня):  $+U$ ,  $0$ ,  $-U$ . Під час вмикання верхньої пари ключів  $K1, K2$  ( $K3, K4$  - вимкнуті) навантаження (рис. 4.82) підключено до верхнього конденсатора і напруга на ньому  $u_H = +U$ , під час вмикання нижньої пари ключів  $K3, K4$  навантаження підключається до нижнього конденсатора і  $u_H = -U$ . Перехід на нульовий рівень із позитивного здійснюється вимкненням ключа  $K1$  (на  $K2$  залишається сигнал керування, що забезпечує його вмикання) з одночасним вмиканням ключа  $K3$ . При цьому залежно від напрямку струму навантаження замикається за колом  $Z_H, VD1, K2$  (позитивний напрямок струму) або  $Z_H, K3, VD2$  (негативний напрямок струму). Перехід з негативного рівня на нульовий здійснюється аналогічно – вимикається  $K4$  з одночасним вмиканням  $K2$ . Перехід з нульового рівня на негатив-

ний здійснюється вимкненням ключа  $K2$  з одночасним вмиканням ключа  $K4$ .

Фіксація напруги, що прикладена до вимкнутих ключів на рівні  $U$  забезпечується діодами  $VD1$  і  $VD2$ . Наприклад, у разі вимкнення ключа  $K1$  до нього через діод  $VD1$  при позитивному напрямку струму ( $VD2$ ,  $K3$ ,  $K2$  - при негативному) прикладена напруга верхнього конденсатора. При вимкненні ключа  $K2$  (вмикаються  $K3$ ,  $K4$  і вивід  $a$  з'єднується з негативним виводом нижнього конденсатора) до послідовно з'єднаних ключів  $K1$ ,  $K2$  прикладена напруга  $2U$ , що розподіляється між ними приблизно навпіл (якщо параметри ключів ідентичні).

Таким чином, схема може регулювати вихідну напругу методом однополярної ШІМ. Недоліком схеми є те, що струм навантаження завжди тече через два ключі, або ключ і фіксуючий діод за подвійних падіннях напруги.

Розглянемо використання багаторівневої ШІМ із зсувом модулюючої напруги за рівнем. Суть цього метода з використанням модулюючої напруги трикутної форми високої частоти (частота модуляції  $f_M$ ) відносно однофазної напівмостової схеми трирівневого БАІН (рис. 4.82) демонструє рисунок 4.84.

Кількість рівнів модулюючої напруги за  $m$  рівнів напруги джерела  $M=m-1$ . У цьому випадку  $M=2$ . При цьому модулюючі напруги  $u_{TP1}$  і  $u_{TP2}$  зсунуті за рівнем відносно нуля.

Імпульси керування ключами формуються порівнянням за рівнем синусоїдальної напруги  $u_{ЗД}$  і модулюючих  $u_{TP1}$  і  $u_{TP2}$ . Якщо  $u_{ЗД} > u_{TP1}$ , формується імпульс на вмикання ключа  $K1$ , інверсні імпульси подаються на ключ  $K3$ , якщо  $u_{TP2} > u_{ЗД}$ , формується імпульс на вмикання ключа  $K4$ , інверсні імпульси подаються на ключ  $K2$ .

У результаті напруга фази БАІН відносно середнього виводу джерела  $u_H = u_{ao}$  має той же вигляд (рис. 4.84) як і за однополярної модуляції у схемі однофазного дворівневого АІН (п. 4.2.4.1). Діаграми роботи схеми ілюструє рис. 4.85. Як і у дворівневого АІН за однополярної ШІМ (п. 4.2.4.1) перша гармоніка напруги навантаження

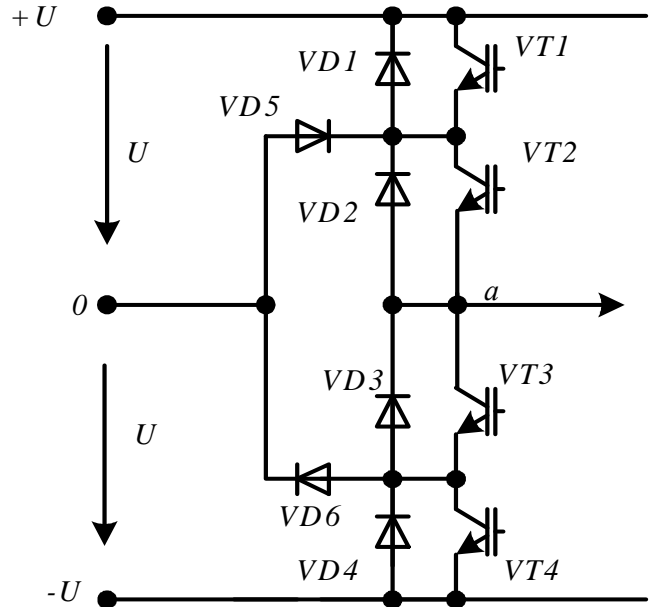


Рисунок 4.83 – Плече трирівневого БАІН з фіксуючими діодами

$$u_{H(1)} = \mu U \sin \omega_2 t. \quad (4.71)$$

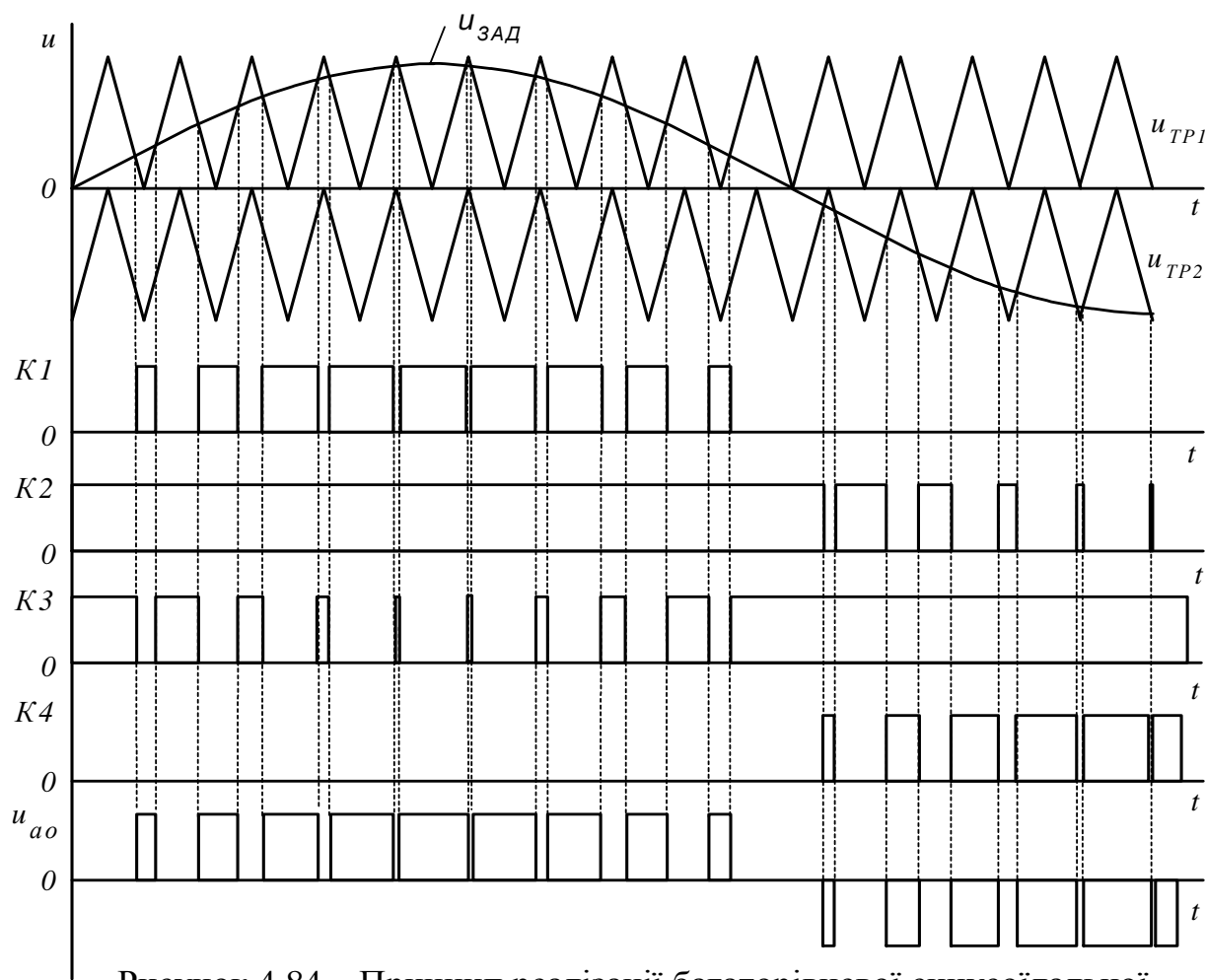


Рисунок 4.84 – Принцип реалізації багаторівневої синусоїдальної ШІМ для напівмостової схеми трирівневого БАІН

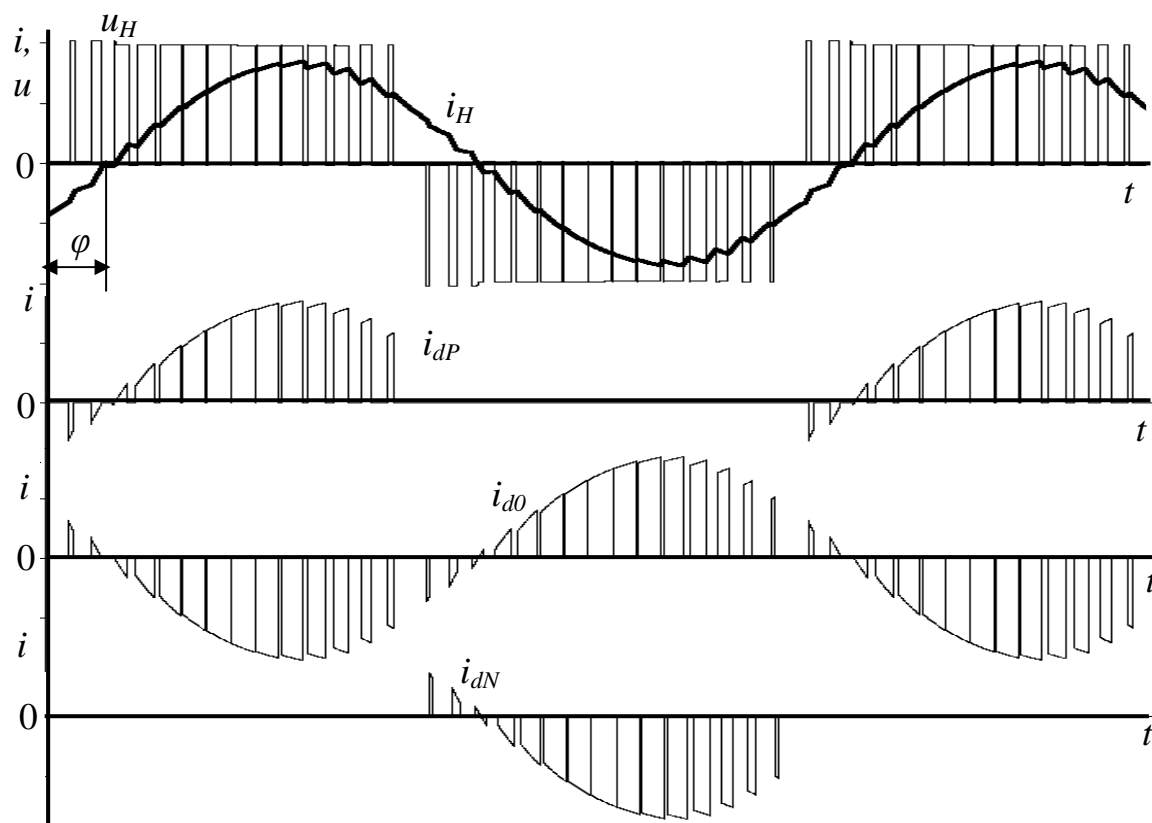


Рисунок 4.85 – Діаграми роботи напівмостового трирівневого БАІН

При синусоїдальному струмі навантаження  $i_H$  струм у елементах схеми має імпульсний характер. На рисунку 4.85 подані струми  $i_{dP}$ ,  $i_{dN}$ ,  $i_{d0}$ , що споживаються БАІН від позитивного (струм ключа  $K1$ ), негативного (струм ключа  $K4$ ) і нульового (середнього) виводу джерела. Методика розрахунку навантаження елементів схеми за струмом розглянута нижче для мостових схем БАІН.

Варто зазначити, що за цим принципом може бути побудована схема з будь-якою кількістю рівнів (відповідно кількості рівнів напруги джерела постійного струму), про що мова йде далі.

### Однофазний мостовий трирівневий АІН.

Однофазний мостовий БАІН (рис. 4.86) порівняно з напівмостовою схемою дозволяє подвоїти кількість рівнів у напівхвилі вихідної напруги.

Вихідна напруга  $u_H = u_{AB}$  може приймати п'ять значень (рівнів):  $\pm 2U$ ,  $\pm U$ , 0. У разі вмикання ключів  $K1_1$ ,  $K2_1$  ( $K3_1$ ,  $K4_1$  – вимкнуті) і  $K3_2$ ,  $K4_2$  ( $K1_2$ ,  $K2_2$  – вимкнуті) навантаження підключено між позитивним і негативним виводами джерела, напруга на ньому  $u_H = +2U$ . У разі вимкнення ключа  $K1_1$  (одночасно

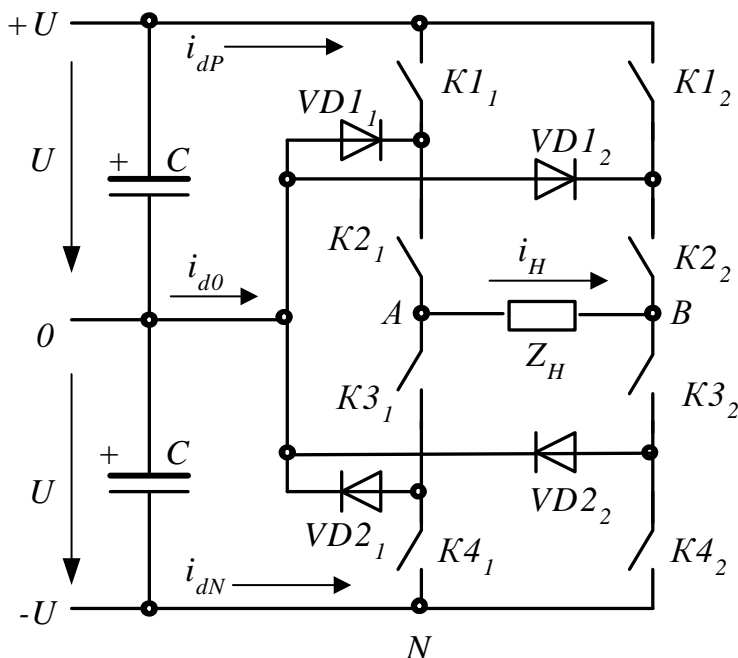


Рисунок 4.86 – Спрощена схема силових кіл однофазного БАІН

вмикається  $K3_1$ ) навантаження підключається до нижнього конденсатору і  $u_H = U$ . Перехід на нульовий рівень з позитивного здійснюється вимкненням ключа  $K4_2$  (одночасно вмикається  $K2_2$ ). При цьому залежно від напрямку струму навантаження замикається за колом  $Z_H$ ,  $K3_2$ ,  $VD2_2$ ,  $VD1_1$ ,  $K2_1$  (позитивний напрямок струму) або  $Z_H$ ,  $K3_1$ ,  $VD2_1$ ,  $VD1_2$ ,  $K2_2$  (негативний напрямок струму). Негативна полярність напруги навантаження досягається

аналогічно – ключі першого та другого плечей мосту міняються місцями. Так, при вмиканні ключів  $K1_2$ ,  $K2_2$  ( $K3_2$ ,  $K4_2$  – вимкнуті) і  $K3_1$ ,  $K4_1$  ( $K1_1$ ,  $K2_1$  – вимкнуті) навантаження підключено між позитивним і негативним виводами джерела, напруга на ньому  $u_H = -2U$ .

Принцип реалізації багаторівневої синусоїдальної ШІМ ілюструє рисунок 4.87. Як і за однополярної модуляції (п. 4.2.4.2) для ключів обох плеч мосту використовується дві напруги завдання  $u_{3AD1}$  і  $u_{3AD2}$ , що змінюються у протифазі. На рисунку 4.87 імпульси керування показані лише для ключів  $K1$  і  $K4$ , для ключа  $K2$  імпульси керування є інверсією імпульсів  $K4$ , для ключа  $K3$  імпульси керування є інверсією імпульсів  $K1$ . Напруги на плечах мосту  $u_{A0}$  і  $u_{B0}$  мають той же вигляд, що і у напівмостовій схемі. Напруга на навантаженні

$$u_{H(1)} = u_{AB(1)} = u_{A0(1)} - u_{B0(1)} = \mu U \sin \omega_2 t - \mu U \sin(\omega_2 t - \pi) = 2\mu U \sin \omega_2 t.$$

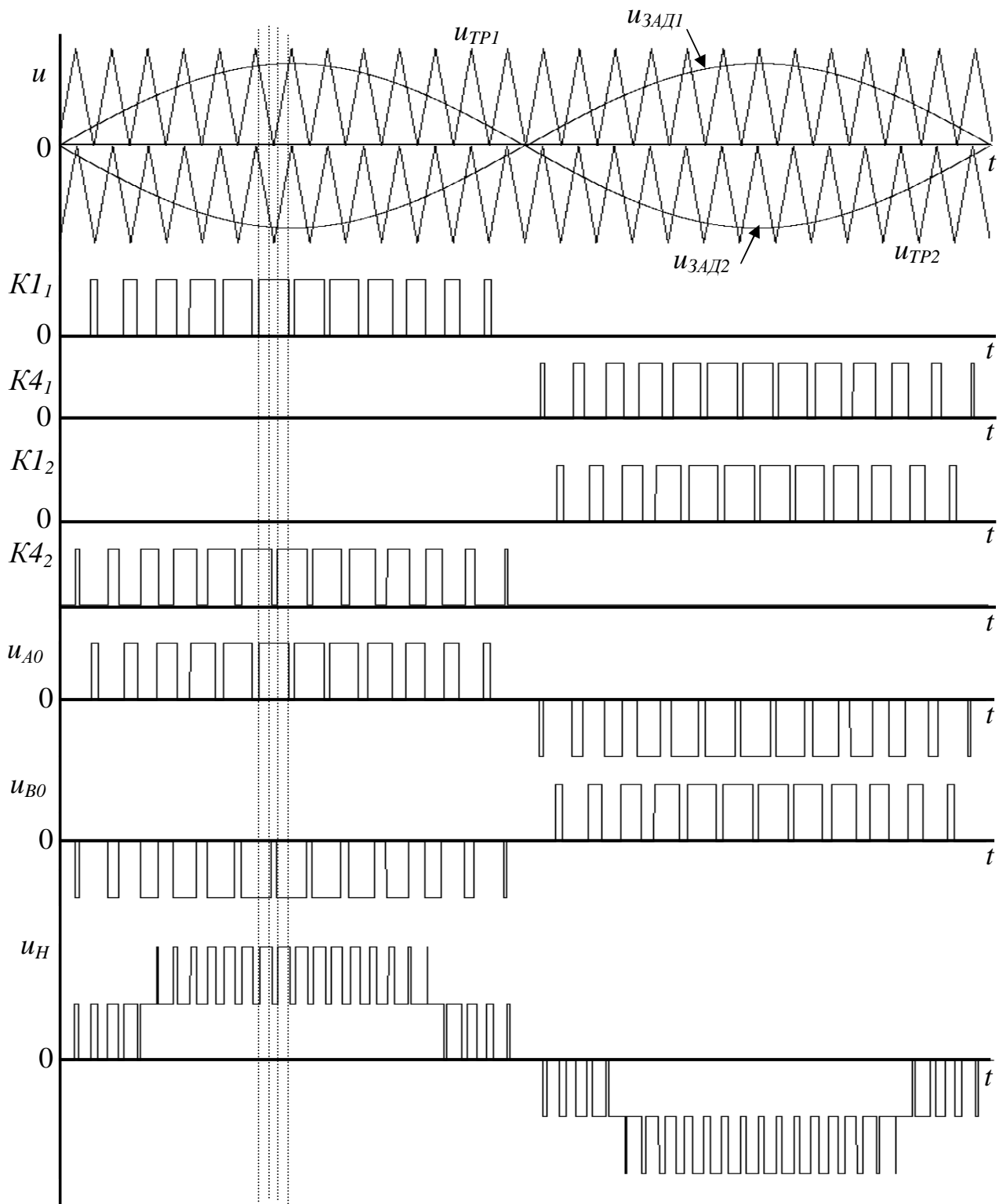


Рисунок 4.87 – Принцип формування напруги однофазного мостового БАІН

Амплітуда і діюче значення напруги навантаження при цьому:

$$U_{HM(1)}=2\mu U, \quad U_{H(1)}=\sqrt{2}\mu U. \quad (4.72)$$

За активно-індуктивного навантаження струм  $i_H$  добре відфільтровується і має практично синусоїдальну форму (рис. 4.88). Відносно першої гармоніки напруги  $u_{H(1)}$  струм  $i_H$  відстає на кут  $\varphi$ .



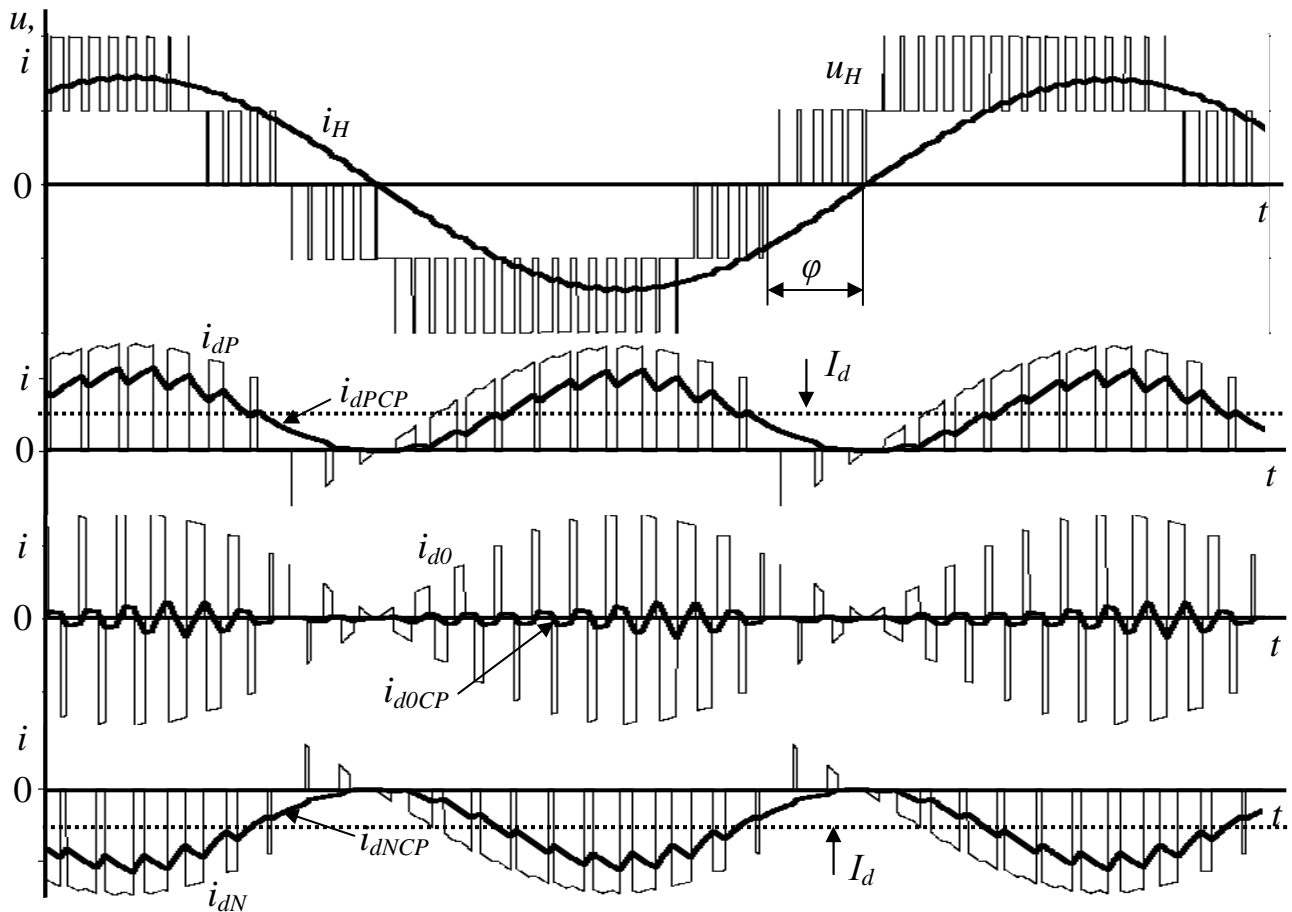


Рисунок 4.88 – Діаграми роботи однофазного мостового БАІН

Вхідний струм БАІН  $i_d = i_{dP}$  знайдемо, виходячи з балансу миттєвої потужності. Миттєва потужність  $p(t)$ , що віддається у навантаження

$$p(t) = U_{Hm(1)} \sin \omega_2 t \cdot I_{Hm} \sin(\omega_2 t - \varphi) = U_{H(1)} I_H (\cos \varphi - \cos(2\omega_2 t - \varphi)),$$

де амплітудні і діючі значення першої гармоніки напруги і струму  $U_{Hm(1)} = \mu 2U = \sqrt{2}U_H$  и  $I_{Hm} = \sqrt{2}I_H$ ,  $\omega_2$  – кутова частота вихідної напруги АІН. З урахуванням останнього  $p(t) = \mu \sqrt{2} U I_H (\cos \varphi - \cos(2\omega_2 t - \varphi))$ .

Вважаємо, що ємність  $C$  у колі постійного струму достатньо велика, щоб напруга на вході АІН була ідеально згладженою, тобто  $u_d(t) = 2U$ . При цьому потужність на вході АІН  $p_d(t) = 2U i_d(t)$ .

$$\text{Звідки значення вхідного струму } i_{dP} \quad i_d = \frac{\mu I_H}{\sqrt{2}} (\cos \varphi - \cos(2\omega_2 t - \varphi)).$$

Таким чином, поряд із постійною складовою у вхідному струмі присутні і змінні складові. Діаграми струму  $i_{dP}$ , що споживається від позитивного виводу джерела і його усередненого за період модуляції значення  $i_{dPCP}$ , що підтверджують ці висновки, подані на рисунку 4.88. Постійна складова струму

$$I_d = \frac{\mu I_H}{\sqrt{2}} \cos \varphi.$$

Змінна складова вхідного струму замикається крізь конденсатор, тобто струм конденсатора, обумовлений цією гармонікою  $i_C = \frac{1}{\sqrt{2}} \mu \cdot I_H \cos 2\omega_2 t$ .

Відповідне значення напруги пульсації на конденсаторі відносно постійної складової  $U$

$$u_{\Pi}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = -\frac{\mu I_H}{\sqrt{2} \cdot 2\omega C} \sin 2\omega_2 t = -U_{\Pi m} \sin 2\omega_2 t,$$

де  $U_{\Pi m}$  – амплітуда пульсації.

Значення ємності  $C$  обирається як і п. 4.2.4.2, виходячи з необхідного коефіцієнта пульсацій  $K_{\Pi}$  при цьому  $C_1 = \frac{\mu I_H}{2\omega_2 \cdot \sqrt{2} \cdot K_{\Pi} \cdot U}$ .

Змінні складові струмів, що споживаються від позитивного  $i_{dP}$  і негативного полюсів джерела  $i_{dN}$ , змінюються у протифазі, тобто струм  $i_C$  замикається крізь послідовно з'єднані конденсатори на вході БАІН. При цьому струм  $i_{d0}$  (рис. 4.86), що споживається від середнього виводу конденсаторів становить різницю миттєвих значень струмів  $i_{dP}$  і  $i_{dN}$  (рис. 4.88). Середнє значення струму  $i_{d0CP}$  практично дорівнює нулю.

Середнє значення струмів у елементах схеми розраховується аналогічно схемі трифазного БАІН, про що мова йде нижче.

Відзначимо також, що наявність пульсацій вхідної напруги обумовлює у вхідному струмі випрямляча низькочастотні складові, як і у схемі однофазного АІН (п. 4.2.4.2)

### Трифазний мостовий трирівневий АІН.

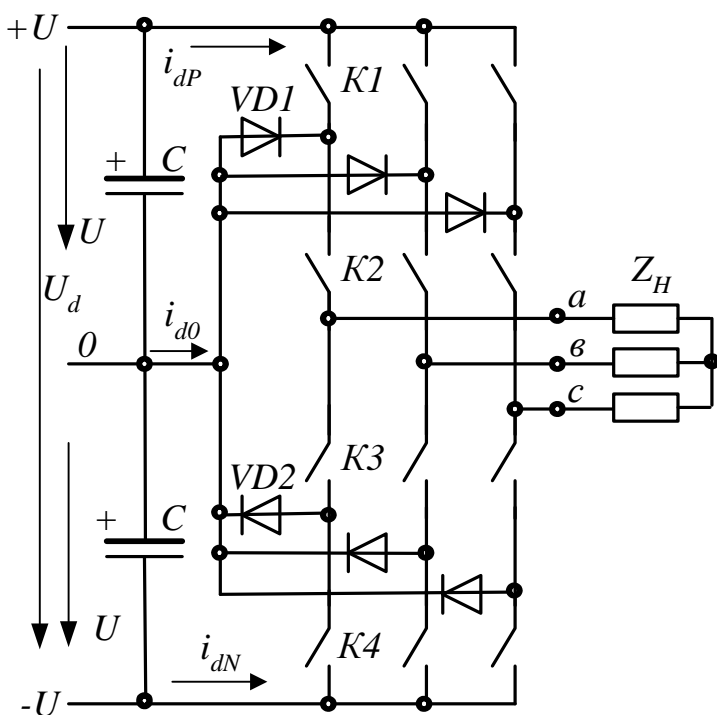


Рисунок 4.89 – Спрощена схема трифазного трирівневого БАІН

Розглянуті вище напівмостова (рис. 4.82) і однофазна мостова схеми інвертору (рис. 4.86) не дають змогу продемонструвати переваги багаторівневого формування напруги, що проявляються у трифазній мостовій схемі, яка складається з трьох однакових плечей (рис. 4.89). Трифазне симетричне навантаження  $Z_H$  підключено до відповідних виводів  $a, b, c$  плечей інвертора за схемою «зірка». Вмиканням визначеної комбінації ключів у плечах схеми забезпечується можливість підключення кожної фази навантаження до відповідного виводу джерела постійного струму (на рис. 4.89 позначені як:  $+U, 0, -U$ ).

Збільшення кількості рівнів напруги живлення обумовлює збільшення кількості можливих станів схеми БАІН. Так, у трифазній мостовій схемі дворівневого інвертора (п. 4.2.5) кількість станів, коли фази навантаження підключені до різних полюсів джерела (ненульові вектора) – 6, крім того, є два стани, коли усі фази навантаження підключені до одного полюса джерела (нульові вектора, один з яких є надлишковим).

Загальна кількість станів [36, 39] визначається кількістю рівнів вихідної напруги фази  $N=m=3$  і становить  $K_s = N^3 = 3^3 = 27$ . Загальна кількість базових векторів (нульових та ненульових)  $K_v = 3N^2 - 3N + 1 = 19$  (18 ненульових та один нульовий). Окрім основних станів існує ряд надлишкових («*redundant*») [36] – в даній схемі їх 8 (6 ненульових та два нульових).

Аналіз також ускладнюється взаємозв'язаною роботою фаз навантаження – у подальшому вважаємо, що воно має схему з'єднань «зірка». Деякі стани схеми БАІН (вважаємо ключі схеми ідеальними) подані на рисунку 4.90.

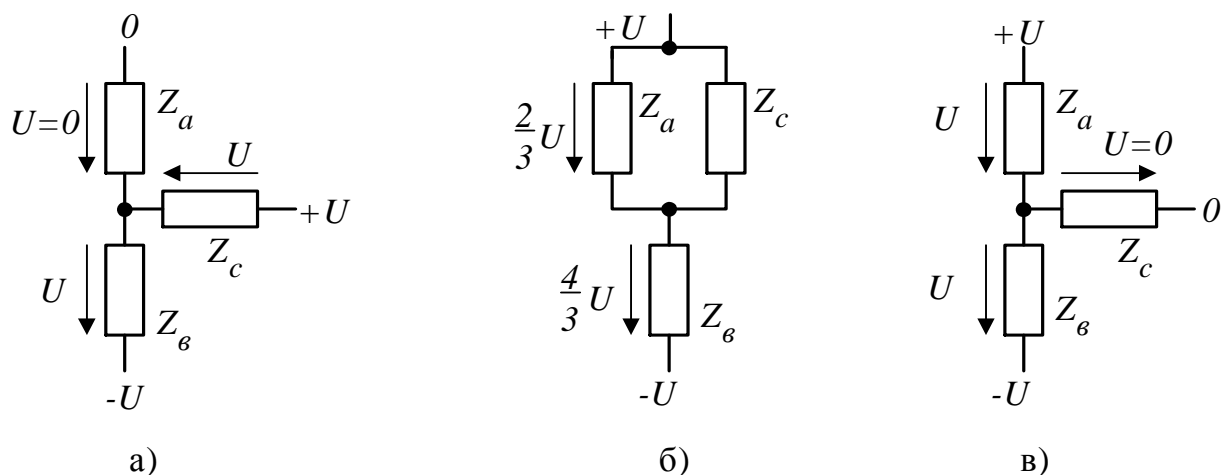


Рисунок 4.90 - Характерні стани схеми трифазного тривіневого БАІН

Якщо для випадку на рисунку 4.90, б, де дві фази навантаження (а та с) з'єднані паралельно друг другу і послідовно з третьою фазою (в), розподілення напруги на симетричних опорах навантаження є очевидним, то для інших варіантів задача ускладнюється. Це відноситься до станів на рисунку 4.90, а, в, де всі фази навантаження підключені до різних рівнів напруги джерела. Перетворимо схему (рис. 4.90, а) до вигляду, що поданий на рисунку 4.91 – для неї можна скористатися методом вузлової напруги. Згідно з напругою  $U_{nm}$  неважко розрахувати напругу фаз навантаження

$$U_{nm} = (-U \cdot Y_b + U \cdot Y_c) / (Y_a + Y_b + Y_c) = 0,$$

звідки фазні напруги на навантаженні:

$$U_a = 0, \quad U_b = -U, \quad U_c = U.$$

(де  $Y_a = Y_b = Y_c$  - провідності фаз навантаження).

Фазні напруги для основних комбінацій з трьома рівнями напруги подані у таблицях 4.14 і 4.15. При цьому до таблиць не увійшли «нульові» ком-

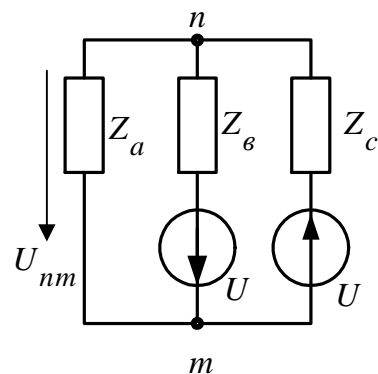


Рисунок 4.91 – До розрахунку напруги БАІН

бінації, коли всі три фази навантаження з'єднані з одним виводом джерела. У таблиці 4.15 комбінації 1÷6 і, відповідно, 7÷12 відносно фазної напруги на навантаженні однозначні, тобто замість 12 комбінацій фактично маємо 6. Варто зазначити, що вихідна напруга має 9 рівнів з дискретністю  $U/3$ , амплітуда  $4U/3$  ( $U$  – один рівень напруги джерела). Кожному із станів відповідає певний просторовий вектор напруги (див. рис. 4.61). При цьому таблиці 4.15 відповідає перший рівень вектора з дискретністю пересування  $60^\circ$ , а таблиці 4.14 - другий рівень вектора подвійної амплітуди з дискретністю пересування  $30^\circ$ .

Таблиця 4.14 – До розрахунку напруги у фазах трирівневого БАІН

Вивід джерела, до якого підключена фаза навантаження												
№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$a$	$U$	$U$	$U$	0	$-U$	$-U$	$-U$	$-U$	$-U$	0	$U$	$U$
$b$	$-U$	0	$U$	$U$	$U$	$U$	$U$	0	$-U$	$-U$	$-U$	$-U$
$c$	$-U$	$-U$	$-U$	$-U$	$-U$	0	$U$	$U$	$U$	$U$	$U$	0
Фазна напруга												
$U_a$	$\frac{4U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	0	$\frac{-2U}{3}$	$\frac{-3U}{3}$	$\frac{-4U}{3}$	$\frac{-3U}{3}$	$\frac{-2U}{3}$	0	$\frac{2U}{3}$	$\frac{3U}{3}$
$U_b$	$\frac{-2U}{3}$	0	$\frac{2U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{4U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	0	$\frac{-2U}{3}$	$\frac{-3U}{3}$	$\frac{-4U}{3}$	$\frac{-3U}{3}$
$U_c$	$\frac{-2U}{3}$	$\frac{-3U}{3}$	$\frac{-4U}{3}$	$\frac{-3U}{3}$	$\frac{-2U}{3}$	0	$\frac{2U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{4U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	0

Таблиця 4.15 – До розрахунку напруги у фазах трирівневого БАІН

Вивід джерела, до якого підключена фаза навантаження												
№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$a$	$U$	0	0	$-U$	0	0	0	$U$	$-U$	0	$-U$	$U$
$b$	0	0	$U$	0	0	$-U$	$-U$	$U$	0	$U$	$-U$	0
$c$	0	$-U$	0	0	$U$	0	$-U$	0	$-U$	$U$	0	$U$
Фазна напруга												
$U_a$	$\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{-2U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{-2U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{U}{3}$
$U_b$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{-2U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{-2U}{3}$
$U_c$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{-2U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{-2U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$

**Амплітудне регулювання вихідної напруги.** Розглянемо амплітудне регулювання вихідної напруги з формуванням просторового вектору напруги (див. п. 4.3.2.1). Алгоритм перемикавання ключів при цьому для трирівневого трифазного БАІН визначається таблицями 4.14 і 4.15. При цьому можна отримати два рівні вихідної напруги, що ілюструють рисунки 4.62 і 4.63.

Діаграми напруги і струму у фазі навантаження, а також струми у елементах схеми наведені на рисунку 4.92 для другого рівня просторового вектора.

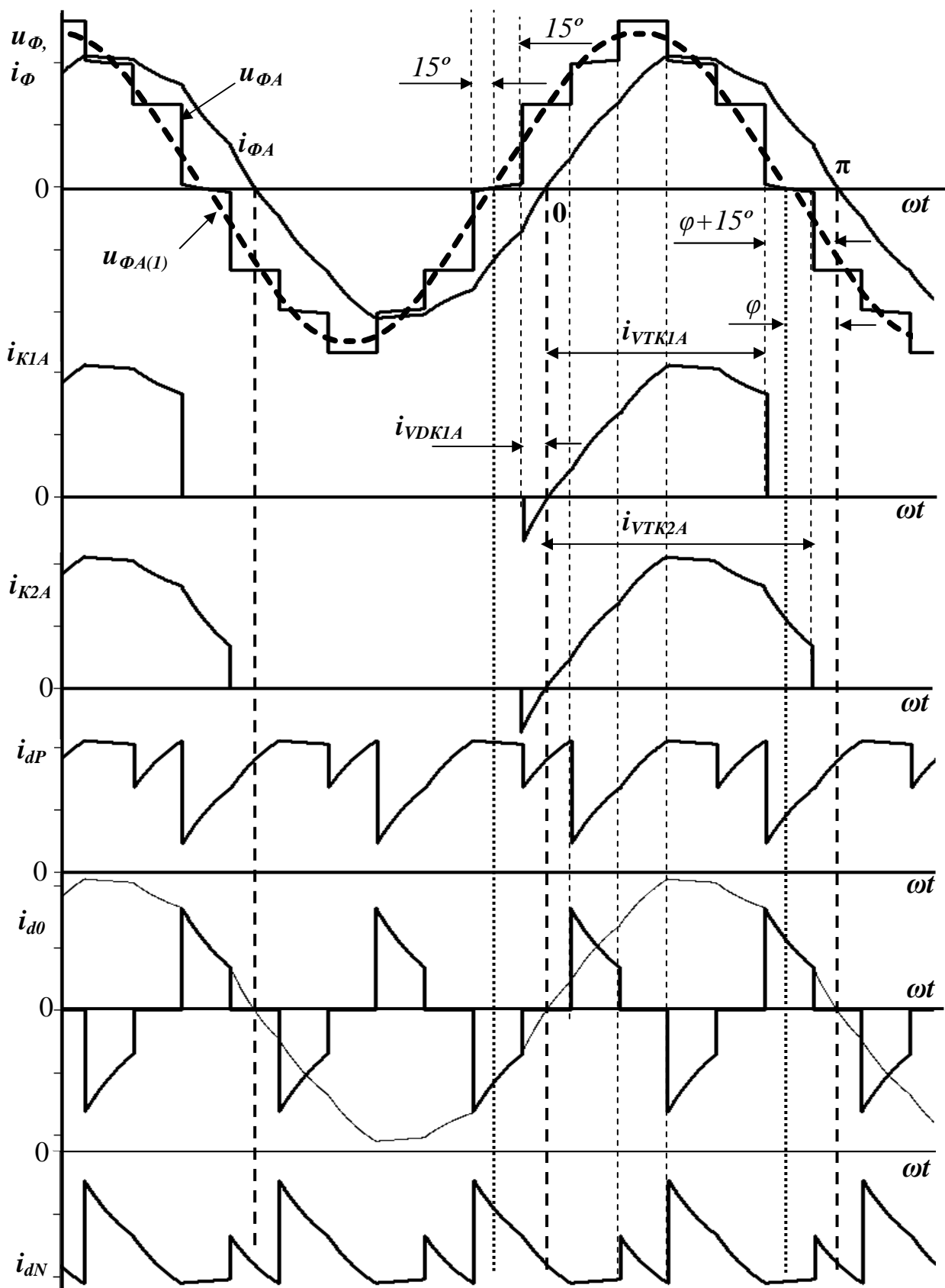


Рисунок 4.92 – Діаграми роботи трифазного трирівневого БАІН

Для спрощення аналізу завантаження елементів схеми за струмом вважаємо, що вихідний струм фази БАІН ( $i_{\phi A}$ ) синусоїдальний. Струм  $i_{\phi A}$  через тири-

стор ключа  $K1A$  під час його вмикання протікає на інтервалі  $(0, (\pi - \varphi - 15^\circ))$  – для зручності відлік ведемо відносно струму  $i_{\Phi A}$  (точка 0 на рис. 4.92). Середнє значення струму тиристора  $VTK1A$

$$I_{VTK1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi A} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi - \varphi - 15^\circ} i_{\Phi A} d\omega = \frac{I_{Hm}}{\pi} \frac{1 + \cos(\varphi + 15^\circ)}{2},$$

де  $I_{Hm}$  - амплітуда першої гармоніки струму навантаження  $I_{Hm} = I_{\Phi m(1)}$ .  
Середнє значення струму діода  $VDK1A$  за тривалості  $(\varphi - 15^\circ)$

$$I_{VDK1CP} = \frac{I_{Hm}}{\pi} \frac{1 + \cos(\pi - \varphi + 15^\circ)}{2}.$$

Середнє значення струму тиристора ключа  $K2A$  ( $VTK2A$ )

$$I_{VTK2CP} = \frac{I_{Hm}}{\pi} \frac{1 + \cos(\varphi - 15^\circ)}{2}.$$

Струм фіксуючого діода визначається різницею струмів тиристорів ключів  $K1$  і  $K2$   $I_{VD1CP} = I_{VTK2CP} - I_{VTK1CP}$ .

Виходячи з симетрії роботи схеми для позитивної і негативної напівхвиль струму:  $I_{VDK2CP} = I_{VDK3CP} = I_{VDK4CP} = I_{VDK1CP}$ ,  $I_{VTK2CP} = I_{VTK3CP}$ ,  $I_{VTK4CP} = I_{VTK1CP}$ .

Струм, що споживається за позитивним полюсом джерела  $i_{dP}$ , є сумою струмів ключів усіх фаз  $K1A$ ,  $K1B$ ,  $K1C$ , які визначаються вихідними струмами фаз БАІН і мають однакове значення за зсувом на  $1/3$  періоду вихідної частоти  $(2\pi/3)$ . Середнє значення струму ключа  $K1A$   $I_{K1CP} = I_{VTK1CP} - I_{VDK1CP}$ .

Відповідно, середнє значення  $i_{dP}$

$$I_{dPCP} = 3 \frac{I_{Hm}}{\pi} \left( \frac{1 + \cos(\varphi + 15^\circ)}{2} - \frac{1 + \cos(\pi - \varphi + 15^\circ)}{2} \right) = \frac{3}{4} 1,23 I_{Hm} \cos \varphi.$$

Три пульсації за період  $i_{dP}$  (аналогічно  $i_{dN}$ ) свідчать про наявність третьої гармоніки. Амплітуду пульсацій третьої гармоніки  $I_{dPm(3)}$  визначимо по синусній і косинусній складовим у розкладанні Фур'є струму  $i_{dP}$ :

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP} \sin(3\omega t) d\omega = \frac{3}{\pi} \left[ \int_{\pi - \varphi - 15^\circ - \frac{2\pi}{3}}^{\pi - \varphi - 15^\circ} i_{\Phi A} \sin(3\omega t) d\omega + \int_{\pi - \varphi + 15^\circ - \frac{\pi}{3}}^{\pi - \varphi - 15^\circ} i_{\Phi B} \sin(3\omega t) d\omega \right] = \\ &= \frac{3I_{Hm}}{4\pi} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 4\varphi - \cos 2\varphi \right), \\ B &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP} \cos(3\omega t) d\omega = \frac{3}{\pi} \left[ \int_{\pi - \varphi - 15^\circ - \frac{2\pi}{3}}^{\pi - \varphi - 15^\circ} i_{\Phi A} \cos(3\omega t) d\omega + \int_{\pi - \varphi + 15^\circ - \frac{\pi}{3}}^{\pi - \varphi - 15^\circ} i_{\Phi B} \cos(3\omega t) d\omega \right] = \\ &= \frac{3I_{Hm}}{4\pi} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \sin 4\varphi + \sin 2\varphi \right), \\ I_{dPm(3)} &= \sqrt{A^2 + B^2} = \frac{3I_{Hm}}{4\pi} \sqrt{\frac{7}{4} - \sqrt{3} \cos 2\varphi}. \end{aligned}$$

Аналогічний результат одержуємо і для струму, що споживається від негативного полюса джерела  $i_{dN}$ .

З потрібною частотою змінюється і струм  $i_{d0}$ , що споживається від середнього виводу джерела. Розрахунок його 3-ї гармоніки здійснюється аналогічно:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{d0} \sin(3\omega t) d\omega t = \frac{3}{\pi} \left[ \int_{\pi-\varphi-15^\circ-\frac{2\pi}{3}}^{\pi-\varphi+15^\circ-\frac{2\pi}{3}} i_{\Phi A} \sin(3\omega t) d\omega t + \int_{\pi-\varphi-15^\circ-\frac{\pi}{3}}^{\pi-\varphi+15^\circ-\frac{\pi}{3}} i_{\Phi B} \sin(3\omega t) d\omega t \right] = \\
 &= \frac{3I_{Hm}}{2\pi} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} \cos 4\varphi + \cos 2\varphi \right), \\
 B_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{d0} \cos(3\omega t) d\omega t = \frac{3}{\pi} \left[ \int_{\pi-\varphi-15^\circ-\frac{2\pi}{3}}^{\pi-\varphi+15^\circ-\frac{2\pi}{3}} i_{\Phi A} \cos(3\omega t) d\omega t + \int_{\pi-\varphi-15^\circ-\frac{\pi}{3}}^{\pi-\varphi+15^\circ-\frac{\pi}{3}} i_{\Phi B} \cos(3\omega t) d\omega t \right] = \\
 &= \frac{3I_{Hm}}{2\pi} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} \sin 4\varphi + \sin 2\varphi \right), \\
 I_{d0m(3)} &= \sqrt{A_1^2 + B_1^2} = \frac{3I_{Hm}}{2\pi} \sqrt{\frac{7}{4} - \sqrt{3} \cos 2\varphi}.
 \end{aligned}$$

Таким чином, амплітуда третьої гармоніки струму  $i_{d0(3)}$  у два рази більше амплітуди  $i_{dP(3)}$  і  $i_{dN(3)}$ , тобто третя гармоніка струму  $i_{dP(0)}$  дорівнює сумі третіх гармонік  $i_{dP(3)}$  і  $i_{dN(3)}$ , при цьому  $i_{dP(3)}$  замикається через верхній конденсатор (рис. 4.89), про що свідчать різні знаки синусної і косинусної складових струмів, а  $i_{dN(3)}$  через нижній конденсатор. Наявність змінних складових (найбільша з них 3-тя гармоніка) у струмі конденсаторів зумовлює пульсації напруги на конденсаторах. Третя гармоніка струму конденсатора  $i_C = I_{dPm(3)} \sin 3\omega t$ . Відповідне значення напруги пульсацій на конденсаторі відносно постійної складової  $U$

$$u_{\Pi}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_C(t) dt = \frac{I_{dpm(3)}}{3\omega C} \cos 3\omega t = U_{\Pi m} \cos 3\omega t,$$

де  $U_{\Pi m}$  – амплітуда пульсацій. Значення ємності  $C$  вибирається, виходячи з коефіцієнта пульсацій  $K_{\Pi} = U_{\Pi m}/U$  (звичайно в межах (2,5÷5) %)

$$C = \frac{I_{dpm(3)}}{3\omega \cdot K_{\Pi} \cdot U}.$$

Варто зазначити особливість схеми. Струми в конденсаторах відносно середнього виводу мають протилежний напрямок – змінюються в протифазі. Відповідно в протифазі будуть пульсації напруги на конденсаторах, тобто в спільній напрузі джерела  $U_d$ , яка є сумою напруги конденсаторів, змінні складові з частотами кратними вихідній частоті БАІН відсутні (взаємно компенсуються).

**При синусоїдальній багаторівневій ШІМ** керування кожною фазою БАІН (рис. 4.89) здійснюється незалежно від інших, як і у схемі напівмостового БАІН. При цьому напруги завдання  $u_{ЗАДА}, u_{ЗАДВ}, u_{ЗАДС}$  зсунуті на третину періоду вихідної частоти ( $\omega$ ) і утворюють симетричну трифазну систему напруги.

Напруги  $u_{A0}, u_{B0}, u_{C0}$  на виводах  $(A, B, C)$  плечей мосту відносно середнього виводу (рис. 4.89) складаються з основної (першої) гармоніки та вищих гармонік. Перші гармоніки повторюють закон змінювання  $u_{3AD}$  і також зсунуті на третину періоду вихідної частоти. Лінійна напруга при цьому

$$u_{AB(1)} = u_{A0(1)} - u_{B0(1)} = \mu U (\sin \omega t - \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})) = \mu U \sqrt{3} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}).$$

Звідки визначимо амплітуду і діюче значення лінійної та фазної напруги:

$$U_{ABm(1)} = U_{Lm(1)} = \mu U \sqrt{3}, U_{AB(1)} = U_{L(1)} = \mu U \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}, U_{\phi m(1)} = \mu U, U_{\phi(1)} = \mu U \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

**Навантаження елементів схеми трифазного мостового БАІН за струмом.** Керування фазами БАІН здійснюється незалежно, проте формування напруги у фазах за відсутністю нульового дроту взаємопов'язане, що обумовлює її багатосходинову форму. Максимальному значенню вихідної фазної напруги відповідає 9 рівнів ( $u_{\phi A}$  на рис. 4.93). Природно, що кількість рівнів із зниженням амплітуди напруги зменшується.

З рис. 4.93 можна побачити, що за майже синусоїдального струму фази навантаження  $i_{\phi A}$  струм у елементах схеми має імпульсний характер. Цей струм можна визначити безперервною функцією, значення якої на кожному такті модуляції ( $T_M$ ) дорівнює середньому значенню струму, що визначається відносною тривалістю вмикання тиристора  $i_{VT}^1 = \gamma \cdot I_{Hm} \cdot \sin(\omega t)$ .

З урахуванням того, що перша гармоніка вихідної фазної напруги повторює сигнал завдання і, відповідно, закон змінювання  $\gamma$  випереджає струм на кут  $\varphi$ , для коефіцієнта заповнення маємо вираз  $\gamma = \mu \sin(\omega t + \varphi)$ . Відтоді

$$i_{VT}^1 = \mu I_{Hm} \cdot \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) = \mu I_{Hm} \frac{1}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)]. \quad (4.73)$$

Струм тиристора ключа  $K1A$  фази  $A$  під час його вмикання протікає на інтервалі  $(0, (\pi - \varphi))$ , у разі змінювання полярності сигналу завдання (першої гармоніки  $u_{\phi A}$ ) струм навантаження замикається через інші ключі. Відлік кутів виконуємо відносно струму фази  $A$  (на рисунку 4.93 відповідні точки позначені  $0, \pi, 2\pi, \dots$ ).

Середнє та діюче значення струму тиристора  $K1A$  за період

$$\begin{aligned} I_{VTk1CP} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{VT}^1 d\omega t = \frac{\mu I_{Hm}}{2} \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi} i_{VT}^1 d\omega t = \frac{\mu I_{Hm}}{4\pi} [(\pi - \varphi) \cos \varphi + \sin \varphi], \\ I_{VTk1} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_{VT}^1)^2 d\omega t} = \frac{\mu I_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)]^2 d\omega t} = \\ &= \frac{\mu I_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} [(\pi - \varphi)(\cos^2 \varphi + 0,5) + 0,75 \sin 2\varphi]}. \end{aligned}$$



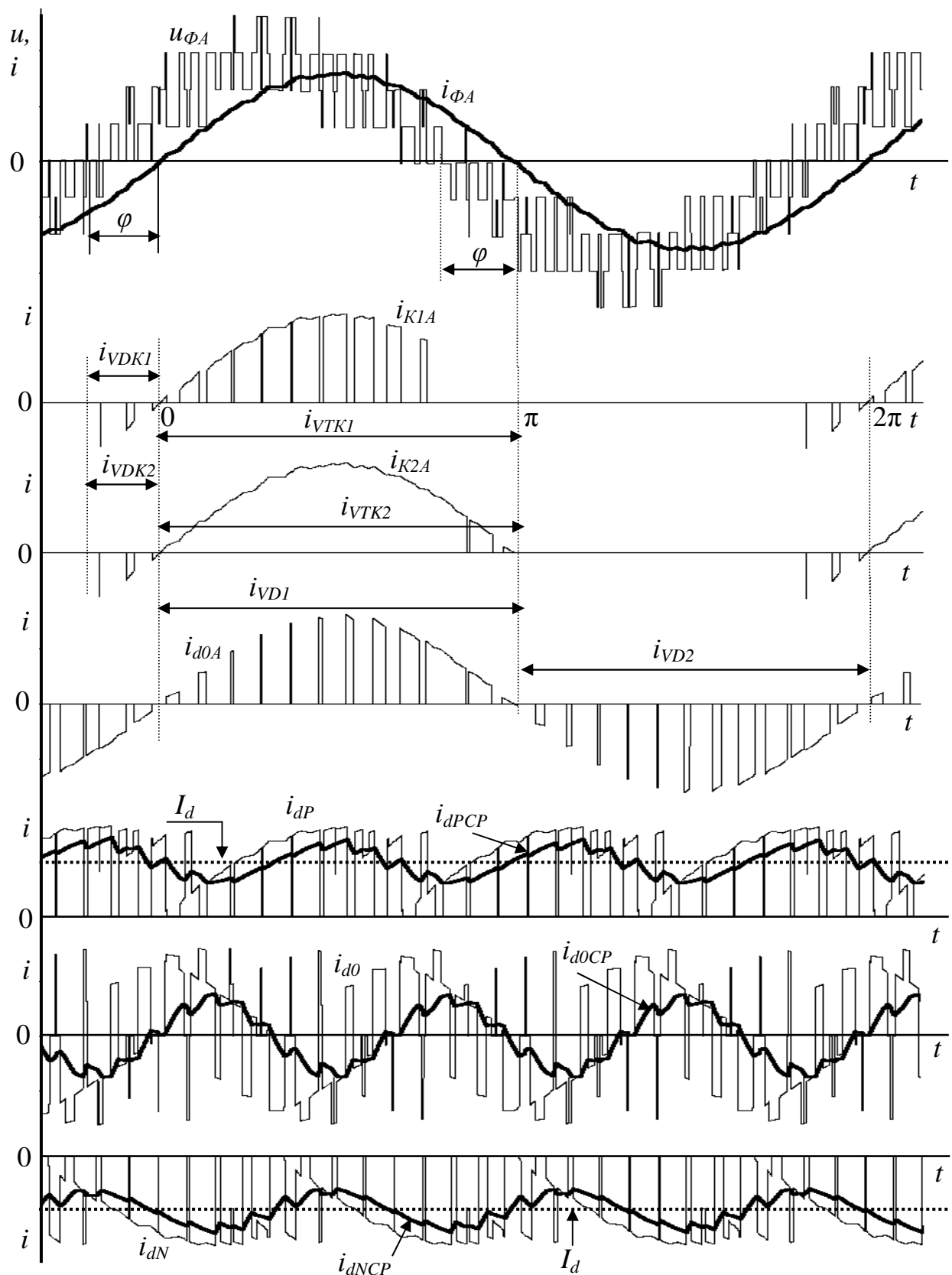


Рисунок 4.93 – Діаграми роботи трифазного мостового БАІН

Середнє та діюче значення струму діода  $K1A$  за період:

$$I_{VDK1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{VT}^1 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{0-\varphi}^0 i_{VT}^1 d\omega = \frac{\mu I_{Hm}}{4\pi} [\varphi \cos \varphi - \sin \varphi].$$

$$I_{VDK1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0-\varphi}^0 (i_{VT}^1)^2 d\alpha} = \frac{\mu I_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0-\varphi}^0 [\cos\varphi - \cos(2\alpha + \varphi)]^2 d\alpha} =$$

$$= \frac{\mu I_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\varphi \cos^2 \varphi - 0,75 \sin 2\varphi + 0,5\varphi)}.$$

Неважко побачити, що значення струму тиристора і зворотного діода ключа суттєвим чином залежить від значення  $\cos\varphi$  навантаження – із зменшенням його струм тиристора зменшується, а діода зростає, тому під час розрахунку необхідно враховувати можливий діапазон змінювання  $\cos\varphi$ .

Навантаження діодів  $K1A$  і  $K2A$  однакове, тобто  $I_{VDK1CP} = I_{VDK2CP}$ .

Струм тиристора ключа  $K2A$  (рис.4. 93) визначається напівхвилюю струму навантаження за виключенням інтервалів, коли тиристор вимкнуто і струм навантаження прямує через діоди  $K3A$  і  $K4A$ . Вважаємо, що навантаження ключів у фазі  $A$ , що формують позитивну і негативну напівхвилі струму навантаження однакове  $I_{VDK1CP} = I_{VDK2CP} = I_{VDK3CP} = I_{VDK4CP} = I_{VDKCP}$ .

Тоді середнє значення струму тиристора ключа  $K2A$  за період вихідної частоти АІН  $I_{VTK2CP} = \frac{I_{Hm}}{\pi} - I_{VDKCP}$ .

Представимо струм  $i_{VTK2}$  як різницю струму навантаження  $i_H = I_{Hm} \sin \omega t$  і  $i_{VD}$ . На інтервалі  $(\pi - \varphi, \pi)$  значення  $i_{VD} = \mu I_{Hm} \frac{1}{2} [\cos \varphi - \cos(2\alpha + \varphi)]$ . Діюче значення

$$I_{VTK2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (i_H - i_{VD})^2 d\alpha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (i_H^2 - 2i_H i_{VD} + i_{VD}^2) d\alpha} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \int_0^\pi i_H^2 d\alpha - 2 \int_{\pi-\varphi}^\pi i_H i_{VD} d\alpha + \int_{\pi-\varphi}^\pi i_{VD}^2 d\alpha \right)} =$$

$$= I_{Hm} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[ \frac{\pi}{2} - \frac{\mu}{4} + \frac{1}{3} \mu \cos \varphi - \frac{1}{12} \mu \cos 2\varphi + \frac{\mu^2}{4} \varphi \cos^2 \varphi + \frac{\mu^2}{8} \varphi - \frac{3\mu^2}{16} \sin 2\varphi \right]}.$$

Струм фіксуючого діоду  $VDI$  визначається різницею струмів тиристорів ключів  $K2A$  і  $K1A$ , тобто його середнє значення  $I_{VD1CP} = I_{VTK2CP} - I_{VTK1CP}$ .

Напівхвиля струму навантаження складається з струму  $i_{VT}^1$  і струму фіксуючого діода  $i_{VD1}$ , які взаємно доповнюють один одного. С урахуванням цього діюче значення струму діода  $I_{VD1} = \sqrt{(I_H^1)^2 - (I_{VT}^1)^2}$  ( $I_H^1 = I_{Hm}/2$  – діюче значення напівхвилі струму навантаження). Діюче значення струму  $i_{VT}^1$

$$I_{VT}^1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i_{VT}^1)^2 d\alpha} = \frac{\mu I_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [\cos\varphi - \cos(2\alpha + \varphi)]^2 d\alpha} =$$

$$= \frac{\mu I_{Hm}}{2} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \pi (\cos^2 \varphi + 0,5)}.$$

Таким чином, отримуємо  $I_{VD1} = \frac{I_{Hm}}{2} \sqrt{1 - \frac{\mu^2}{2} (\cos^2 \varphi + 0,5)}$ .

Струм  $i_{dP}$ , що споживається БАІН за позитивним полюсом джерела є сума струмів ключів  $K1$  усіх фаз БАІН, які визначаються вихідними струмами фаз БАІН і мають однакове значення при зсуві на третину періоду вихідної частоти. Інтервал повторювання процесів формування  $i_{dP}$  становить  $2\pi/3$ . При цьому у формуванні струму  $i_{dP}$  беруть участь струми ключів двох фаз. Так, на інтервалі від  $(\pi/3 - \varphi)$  до  $(\pi - \varphi)$  це будуть струми фаз  $A$  і  $B$ . Їх значення згідно з (4.73) з урахуванням зсуву за фазою становлять:

$$i_{K1A}^1 = \mu I_{Hm} \cdot \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) = \mu I_{Hm} \frac{1}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)],$$

$$i_{K1B}^1 = \mu I_{Hm} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) = \mu I_{Hm} \frac{1}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi)].$$

Середнє значення струму  $i_{dP}$

$$I_{dPCP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP} d\omega t = \frac{\mu I_{Hm}}{2} \frac{3}{2\pi} \left[ \int_{\frac{\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i_{K1A}^1 d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i_{K1B}^1 d\omega t \right] = \frac{3\mu I_{Hm}}{4} \cos \varphi.$$

Постійна складова струму, що споживається від джерела, може бути визначена з умови балансу потужності

$$P_d = U_d I_d = 2U I_d = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi = 3\mu \frac{U}{\sqrt{2}} I_H \cos \varphi = 3\mu \frac{U}{2} I_{Hm} \cos \varphi, \quad (4.74)$$

де  $U_d$  – загальна напруга джерела постійного струму ( $U_d=2U$ ),  $U_\phi$ ,  $I_\phi$  – діючі значення напруги і струму фази навантаження ( $U_\phi=\mu U/\sqrt{2}$  і  $I_\phi=I_H=I_{Hm}/\sqrt{2}$ ).

$$\text{Згідно з (4.74) отримуємо } I_d = \frac{3\mu I_{Hm}}{4} \cos \varphi.$$

Отримані вище значення струму  $I_d$  повністю співпадають.

За період у кривій  $i_{dP}$  маємо 3 пульсації, що свідчить про наявність третьої гармоніки. Це підтверджує і крива (рис. 4.93) усередненого значення  $i_{dPCP}$ , що отримана з використанням фільтра. Амплітуду пульсацій третьої гармоніки визначимо через синусну і косинусну складові у розкладанні Фур'є:

$$A = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP} \sin(3\omega t) d\omega t = \frac{\mu I_{Hm}}{2} \frac{3}{\pi} \left[ \int_{\frac{\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i_{K1A}^1 \sin(3\omega t) d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i_{K1B}^1 \sin(3\omega t) d\omega t \right] =$$

$$= \frac{\mu I_{Hm}}{5\pi} (\sin 4\varphi - 5 \sin 2\varphi).$$

$$B = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP} \cos(3\omega t) d\omega t = \frac{\mu I_{Hm}}{2} \frac{3}{\pi} \left[ \int_{\frac{\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i_{K1A}^1 \cos(3\omega t) d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}-\varphi}^{\pi-\varphi} i_{K1B}^1 \cos(3\omega t) d\omega t \right] =$$

$$= \frac{\mu I_{Hm}}{5\pi} (\cos 4\varphi - 5 \cos 2\varphi).$$

$$I_{dpm(3)} = \sqrt{A^2 + B^2} = \frac{\mu I_{Hm}}{5\pi} \sqrt{26 - 20 \cos 2\varphi}. \quad (4.75)$$

При цьому змінні складові струму  $i_{dP}$  замикаються через верхній конденсатор (рис. 4.89) до середнього виводу джерела, відповідно, змінні складові струму  $i_{dN}$  замикаються через нижній конденсатор до середнього виводу джерела.

Пульсації струму, що споживається від середнього виводу джерела (рис. 4.93), мають подвоєну амплітуду відносно значення (4.75). Наявність змінних складових струму конденсаторів, найбільша з яких є третьою гармонікою відносно частоти вихідного струму, обумовлює відповідні пульсації напруги на конденсаторах. Струм конденсатора від третьої гармоніки  $i_c = I_{dpm(3)} \sin 3\omega t$ .

Відповідне значення напруги пульсації відносно постійної складової  $U$

$$u_{\Pi}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = \frac{I_{dpm(3)}}{3\omega C} \cos 3\omega t = U_{\Pi m} \cos 3\omega t,$$

де  $U_{\Pi m}$  – амплітуда пульсації.

Струми у конденсаторах відносно середнього виводу мають протилежний напрямок – змінюються у протифазі. Відповідно у протифазі будуть пульсації напруги на конденсаторах, тобто у загальній напрузі джерела  $U_d$  змінні складові з частотами кратними вихідній частоті БАІН будуть відсутні (взаємно компенсуються). Таким чином, у разі використання на вході БАІН 12-фазної схеми випрямлення з послідовним з'єднанням двох трифазних мостів (ТМВ) середній вивід випрямлячів доцільно відокремити від середнього виводу конденсаторів. У цьому разі отримуємо 12-пульсну схему випрямлення. Це дозволяє виключити виникнення у вхідному струмі випрямлячів, що споживається від мережі змінного струму складових, які обумовлені гармоніками з частотами кратними частоті вихідної напруги БАІН. Однак при цьому необхідно забезпечити вирівнювання (балансування) напруги на конденсаторах.

З'єднання середнього виводу випрямлячів із середнім виводом конденсаторів виключає необхідність балансування напруги конденсаторів. При цьому обидва ТМВ працюють незалежно, утворюючи 12-фазну схему випрямлення.

Варто відзначити, що пульсації від 3-ї гармоніки ( $i_{dP(3)}$ ) є додатковими до пульсацій напруги випрямляча на вході БАІН, що обумовлені пульсаціями випрямленого струму. У 12-фазній схемі це 6-та гармоніка випрямленого струму ТМВ (її амплітуда  $I_{dm(6)}$  визначається згідно із п. 2.2.3.2). У 12-пульсній схемі 6-та гармоніка відсутня (завдяки зсуву напруги на вході ТМВ на кут  $\theta = \pi/6$  їх 6-ї гармоніки змінюються у протифазі і взаємно компенсуються), впливом 12-ї гармоніки можна нехтувати, тому потрібне значення ємності конденсаторів менше (див. приклад 4.7).

Значення ємності  $C$  обирається, виходячи з необхідного коефіцієнта пульсацій  $K_{\Pi} = U_{\Pi m} / U$ . Розглянемо випадок, коли амплітуди гармонік ( $i_{dP(3)}$  і  $i_{d(6)}$ ) співпадають за часом і складаються

$$C = \left( \frac{I_{dm(6)}}{6\omega_1} + \frac{I_{dpm(3)}}{3\omega} \right) \frac{1}{K_{II} \cdot U},$$

де  $\omega_1$  – кутова частота напруги мережі змінного струму.

Як і у дворівневого інвертора максимальне значення основної гармоніки вихідної напруги обмежено значеннями:

- для лінійної напруги  $U_{L(1)} = 2 \cdot 0,612U = 1,224 \cdot U$ ;
- для фазної напруги  $U_{\Phi(1)} = 0,707 \cdot U$ .

Для кращого використання напруги джерела постійного струму можна застосовувати ті ж методи, що і для дворівневого інвертора – перемодуляція (попередня модуляція) третьою гармонікою (див. п. 4.2.2.3).

**Приклад 4.6.** Розрахувати параметри схеми трифазного трирівневого БАІН (рис. 4.89) з синусоїдальною багаторівневою ШІМ, що використовується для живлення двигуна змінного струму з  $P_{НОМ}=1$  МВт,  $U_{НОМ}=6$  кВ,  $\eta_{НОМ}=0,94$ ,  $\cos\varphi_{НОМ}=0,93$  за номінальної частоти 50 Гц. Схема з'єднань обмотки статора «зірка». Напруга мережі 6 кВ.

**Розв'язання.** Виходячи з того, що максимальна вихідна напруга  $U_{L(1)}=1,224U$ , визначимо напругу у колі постійного струму  $U_d=U_{НОМ}/1,224=6000/1,224=4902$  В.

Номінальний струм двигуна

$$I_{НОМ} = I_{\Phi(1)} = \frac{P_{НОМ}}{\sqrt{3}U_{НОМ} \cos\varphi_{НОМ} \eta_{НОМ}} = \frac{1000000}{\sqrt{3} \cdot 6000 \cdot 0,93 \cdot 0,94} = 110,1 \text{ А.}$$

Вважаємо, що вихідний струм фази БАІН синусоїдальний, амплітуда фазного струму  $I_{\Phi m(1)} = \sqrt{2}I_{\Phi(1)} = 155,7$  А.

Струм  $I_d$ , що споживається від джерела постійного струму за номінального навантаження і  $\mu=1$ ,  $I_d = \frac{3\mu I_{Hm}}{4} \cos\varphi_{НОМ} = 3 \cdot 155,7 \cdot 0,93 / 4 = 108,6$  А.

Напруга ключа і фіксуючого діода дорівнює  $U$ . Граничне значення напруги у колі постійного струму існуючих високовольтих IGBT и IGCT не перевищує 3,3 кВ, тому необхідно використовувати їх послідовне з'єднання.

IGBT обираються за максимальним значенням (амплітудою) струму  $I_{\Phi m(1)}$ . Тиристори і діоди за середнім значенням струму.

Середнє значення струму тиристора ключа  $K1$

$$I_{VTK1CP} = \frac{\mu I_{Hm}}{4\pi} [(\pi - \varphi) \cos\varphi + \sin\varphi] = 155,7 [(\pi - 0,377)0,93 + 0,368] / 4\pi = 36,42 \text{ А.}$$

Середнє значення струму діода ключа  $K1$

$$I_{VDK1CP} = \frac{\mu I_{Hm}}{4\pi} [\varphi \cos\varphi - \sin\varphi] = 155,7 (0,377 \cdot 0,93 - 0,368) / 4\pi = -0,215 \text{ А.}$$

Знак мінус відповідає полярності струму на рисунку 4.93. Природно, що під час обирання діода знак не враховується. Залежно від завантаження і в процесі регулювання швидкості коефіцієнт потужності двигуна змінюється, тому під час розрахунку струму діода варто орієнтуватися на найгірший випадок, ко-

ли  $\cos\varphi$  мінімальний. Так, для значення  $\cos\varphi=0,7$  струм діода становить  $I_{VDK1CP}=1,95$  А. Середнє значення струму тиристора ключа  $K2$

$$I_{VTK2CP} = \frac{I_{Hm}}{\pi} - I_{VDKCP} = 155,7/\pi - 0,215 = 49,35 \text{ А.}$$

Середнє значення струму діода ключа  $K2$   $I_{VDK2CP}=I_{VDK1CP}$ . Значення струму зворотних діодів порівняно зі струмом тиристорів мале – зворотні діоди за струмом не завантажені.

Середнє значення струму фіксуючих діодів  $VD1$  і  $VD2$

$$I_{VD1CP}=I_{VTK2CP} - I_{VTK1CP}=49,35 - 36,42=12,93 \text{ А.}$$

Амплітуда третьої гармоніки струму, що замикається крізь конденсатори

$$\text{на вході БАІН } I_{dpm(3)} = \frac{\mu I_{Hm}}{5\pi} \sqrt{26 - 20 \cos 2\varphi} = \frac{155,7}{5\pi} \sqrt{26 - 20 \cos(43,2)} = 33,5 \text{ А.}$$

Відносне значення випрямленої напруги для ТМВ на вході МАІН приймаємо (п. 2.2.3.2.2)  $u_d=0,94$ , коефіцієнт пульсацій  $K_{II}=0,05$ , тоді згідно з таблицею 2.8  $I_d^*=0,026$ ,  $I_{dm(6)}^I=I_{dm(6)}/I_d=0,711$ . Відповідно значення  $I_{dm(6)}=I_d \cdot I_{dm(6)}^I=77,2$  А.

Значення ємності  $C$  за вихідною частотою  $50$  Гц ( $\omega_I=\omega$ ) і використанні 12-фазної схеми випрямлення з двох ТМВ

$$C = \left( \frac{I_{dm(6)}}{6\omega_I} + \frac{I_{dpm(3)}}{3\omega} \right) \frac{1}{K_{II} \cdot U} = \frac{(77,2 + 2 \cdot 33,5)}{6 \cdot 314 \cdot 0,05 \cdot 4902} = 3,123 \cdot 10^{-4} \text{ Ф} = 312,3 \text{ мкФ.}$$

У разі використання 12-пульсної схеми випрямлення (гармоніками випрямленого струму нехтуємо) значення ємності істотно менше і складає  $C=145$  мкФ.

Завантаження за струмом ключів у плечі БАІН дещо відрізняється. Більше навантаження  $K2$  і  $K3$ .

**Приклад 4.7.** Розрахувати втрати енергії в ключах трирівневого АІН з синусоїдальною ШІМ на напругу  $6$  кВ, якщо за частоти  $50$  Гц амплітуда вихідного струму  $I_{HM}=300$  А за  $\cos\varphi = 0,9$ .

**Розв'язання.** При синусоїдальній ШІМ напруга в ланці постійного струму (напруга ключа)  $U=U_{д}/1,224=4902$  В. Це передбачає послідовне з'єднання РС ІГСТ класу  $4,5$  кВ ( $6$  кВ), тоді напруга ключа  $2451$  В.

Результати розрахунку середніх і діючих значень струмів у ключах інвертора за амплітудою струму  $I_{Hm}=300$  А,  $\cos\varphi=0,9$  наведені в таблиці 4.16 для  $\mu=1$ .

Таблиця 4.16 – Завантаження ключів за струмом

№ ключа	$VT1$	$VT2$	$VDK1$	$VDK2$	$VD1$
$I/I_m$	0,227	0,316	0,0024	0,0024	0,089
$I_{CP}/I_m$	0,405	0,499	0,0106	0,0106	0,283

Середнє і діюче значення струму тиристора ключа  $K1$

$$I_{VTK1CP}=0,227I_{Hm}=68,2 \text{ А, } I_{VTK1}=0,405I_{Hm}=121,5 \text{ А.}$$

Середнє і діюче значення струму діода  $K1$ :

$$I_{VDK1CP}=0,0024I_{Hm}=0,72 \text{ А, } I_{VDK1}=0,0106I_{Hm}=3,172 \text{ А.}$$

Завантаження діодів  $K1$  і  $K2$  однакове, тобто  $I_{VDK1CP}=I_{VDK2CP}$ .

Середнє і діюче значення струму тиристора ключа  $K2$ :

$$I_{VTK2CP} = 0,3156 I_{Hm} = 94,7 \text{ А}, I_{VTK2} = 0,499 I_{Hm} = 149,8 \text{ А}.$$

Середнє і діюче значення струму фіксуючого діода  $VD1$ :

$$I_{VD1CP} = 0,089 I_{Hm} = 26,58 \text{ А}, I_{VD1} = 0,283 I_{Hm} = 84,9 \text{ А}.$$

Варто зазначити, що всі ключі, за винятком  $VTK2$ , працюють у режимі ШІМ з частотою модуляції. Тиристор  $VTK1$  перемикається з частотою ШІМ на інтервалі  $(0, \pi - \varphi)$ . Тиристор  $VTK2$  перемикається з частотою ШІМ тільки на інтервалі  $(\pi - \varphi, \pi)$ , це стосується і діодів  $VD1K$  і  $VD2K$ . Вмикання  $VTK2$  здійснюється під час переходу струму через нуль. Відповідні середні значення:

$$\text{Для інтервалу } (0, \pi - \varphi) \quad I_{HCP1} = \frac{\mu I_{Hm}}{\pi} \frac{1 + \cos \varphi}{2} = 0,302 I_{Hm} = 90,72 \text{ А}.$$

$$\text{Для інтервалу } (\pi - \varphi, \pi) \quad I_{HCP2} = \frac{\mu I_{Hm}}{\pi} - I_{HCP1} = 0,016 I_{Hm} = 4,8 \text{ А}.$$

Використовуємо RC IGCT типа 5SHX08F4510, 4,5 кВ,  $I_{TGM} = 630 \text{ А}$ ,  $U_{(TO)} = 1,8 \text{ В}$ ,  $R_T = 2 \text{ мОм}$ ,  $U_{DC} = 2,8 \text{ кВ}$ ,  $E_{tot} = 3,15 \text{ Дж}$  ( $E_{on} = 0,25 \text{ Дж}$ ,  $E_{off} = 2,9 \text{ Дж}$  за  $U = 2700 \text{ В}$ ,  $I = 630 \text{ А}$ ),  $U_{(FO)} = 2,8 \text{ В}$ ,  $R_F = 4,6 \text{ мОм}$ ,  $E_{rr} = 1,5 \text{ Дж}$ .

Втрати провідності для ключа  $K1$ :

$$P_{COND1} = U_{(TO)} I_{VT1CP} + (I_{VT1})^2 R_T = 1,8 \cdot 68,2 + (121,5)^2 \cdot 0,002 = 152,3 \text{ Вт},$$

$$P_{COND1} = U_{(FO)} I_{VD1KCP} + (I_{VD1K})^2 R_F = 2,8 \cdot 0,72 + (3,172)^2 \cdot 0,0046 = 2,06 \text{ Вт}.$$

Втрати перемикавання для ключа  $K1$ :

$$P_{SW1} = f_M E_{tot} \left( \frac{I_{HCP}}{I_{CT}} \right) \left( \frac{U}{U_{CT}} \right) = 1000 \cdot 3,15 \left( \frac{300}{\pi 630} \right) \left( \frac{2451}{2700} \right) = 432,9 \text{ Вт}$$

$$P_{SW1K} = f_M E_{totD} \left( \frac{I_{HCP2}}{I_{CT}} \right)^{0,6} \left( \frac{U}{U_{CT}} \right)^{0,6} = 1000 \cdot 3,15 \left( \frac{4,8}{630} \right)^{0,6} \left( \frac{2451}{2700} \right)^{0,6} = 74,97 \text{ Вт}.$$

Втрати провідності для ключа  $K2$ :

$$P_{COND2} = U_{(TO)} I_{VT2CP} + (I_{VT2})^2 R_T = 1,8 \cdot 94,7 + (149,8)^2 \cdot 0,002 = 215,34 \text{ Вт},$$

$$P_{COND2} = P_{COND1} = 2,06 \text{ Вт}.$$

Втрати перемикавання для ключа  $K2$ :

$$P_{SW2} = f_{BIX} E_{tot} \left( \frac{I_{HCP1}}{I_{CT}} \right) \left( \frac{U}{U_{CT}} \right) + f_M E_{tot} \left( \frac{I_{HCP2}}{I_{CT}} \right) \left( \frac{U}{U_{CT}} \right) =$$

$$= 50 \cdot 3,15 \left( \frac{90,72}{630} \right) \left( \frac{2449}{2700} \right) + 1000 \cdot 3,15 \left( \frac{4,8}{630} \right) \left( \frac{2451}{2700} \right) = 42,34 \text{ Вт}$$

$$P_{SW2} = P_{SW1} = 74,97 \text{ Вт}$$

Втрати провідності для фіксуючого діода  $VD1$  (діод 5SDF03D4502, 4,5 кВ,  $U_d = 2800 \text{ В}$ ,  $I_{FAVM} = 570 \text{ А}$ ,  $U_{(FO)} = 1,5 \text{ В}$ ,  $R_f = 1,8 \text{ Ом}$ ,  $E_{tot} = 1,5 \text{ Дж}$ )

$$P_{CONDVD1} = U_{(FO)} I_{VD1CP} + (I_{VD1})^2 R_F = 1,5 \cdot 26,58 + (84,9)^2 \cdot 0,0018 = 52,84 \text{ Вт},$$

Втрати перемикавання

$$P_{SWVD1} = f_M E_{totD} \left( \frac{I_{HCP}}{I_{CT}} \right)^{0,6} \left( \frac{U}{U_{CT}} \right)^{0,6} = 1000 \cdot 1,5 \left( \frac{300}{\pi 570} \right)^{0,6} \left( \frac{2451}{2700} \right)^{0,6} = 484,24 \text{ Вт}.$$

Загальні втрати  $P = 18408,2 \text{ Вт}$ . Втрати перемикавання  $P_{SW}$  складають 72,3 %.

#### 4.3.3.2 Чотирирівневий інвертор із фіксуючими діодами

Із додаванням ще одного рівня напруги джерела отримуємо схему чотирирівневого АІН (ЧАІН) за чотирьох рівнів напруги джерела ( $0, U, 2U, 3U$ )  $m=4$ . Схема фази ЧАІН подана на рисунку 4.94 і містить 6 ключів на транзисторах із зворотними діодами і дві пари фіксуючих діодів  $VD7, VD8$  і  $VD9, VD10$ .

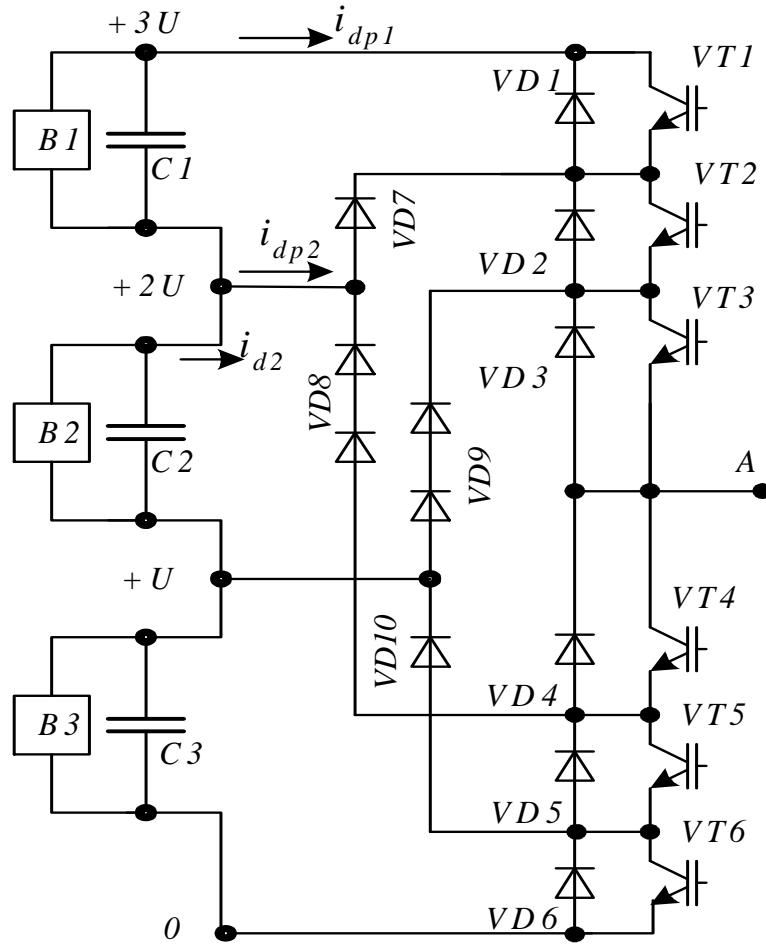


Рисунок 4.94 – Схема фази чотирирівневого АІН

Принцип дії ЧАІН передбачає протікання постійної складової струму через конденсатори крайніх рівнів і різне завантаження по рівнях, що обумовлює заряджання конденсаторів і порушення балансу напруги в ланці постійного струму. Отже використання ємнісного дільника напруги при загальному джерелі без використання спеціальних алгоритмів неможливе.

На рисунку 4.94 використано три випрямляча (B1-B3) з вихідними ємнісними фільтрами, що утворюють 18-фазну схему випрямлення.

Існують такі комбінації вмикання ключів схеми, що формують відповідні рівні напруги  $u_{A0}$ :

- нульовий рівень  $u_{A0}=0$  формується вмиканням ох ключів  $VT4, VT5, VT6$ ;
- перший рівень  $u_{A0}=U$  формується вмиканням ключів  $VT4, VT5, VT3$ ;
- другий рівень  $u_{A0}=2U$  формується вмиканням ключів  $VT2, VT3, VT4$ ;
- третій рівень  $u_{A0}=3U$  формується вмиканням ключів  $VT1, VT2, VT3$ .



Крім того, у схемі можна визначити три пари ключів ( $VT1, VT4$ ), ( $VT2, VT5$ ), ( $VT3, VT6$ ), у кожній із яких одночасно працює лише один ключ.

Усі ключі розраховані на напругу  $U$ , проте фіксуючі діоди мають бути розраховані на різні зворотні напруги (на рисунку 4.94 кількість послідовно з'єднаних діодів обрана згідно зі зворотною напругою). Так, коли відкриті нижні ключі 5 і 6 діод  $VD8$  повинен витримувати напругу  $2U$ . Діод  $VD7$  у той же час розраховано на напругу  $U$  (відкритий  $VT1$ ). Це ж стосується  $VD9$ , до якого при відкритих  $VT1, VT2$  прикладена напруга  $2U$  і  $VD10$ , до якого під час вмикання  $VT6$  прикладена напруга  $U$ .

Визначимо стани схеми, що відповідають рівням напруги  $u_{A0}$  логічними змінними  $M_0, M_1, M_2, M_3$ , які приймають значення «1» під час знаходження схеми у певному стані. Відтоді сигнали керування ключами ЧАІН:  $g_1 = M_3$ ,  $g_2 = M_3 \vee M_2$ ,  $g_3 = M_3 \vee M_2 \vee M_1$ ,  $g_5 = M_1 \vee M_0$ ,  $g_4 = M_2 \vee M_1 \vee M_0$ ,  $g_6 = M_0$ .

Загальна кількість станів  $K_S = N^3 = 4^3 = 64$ . Кількість базових векторів  $K_V = 3N^2 - 3N + 1 = 37$ . На рисунку 4.95 подані характерні стани стосовно трифазної схеми БАІН з наданням відповідних значень напруги на фазах навантаження. У таблиці 4.17 подані всі 18 станів схеми, що утворюють третій рівень просторового вектора напруги (відносно розглянутих нижче для трирівневого БАІН – таблиці 4.14, 4.15). Стани, що утворюють перший та другий рівні визначаються аналогічно поданим у таблицях 4.14 і 4.15.

Граничне значення вихідної напруги досягається у разі використання методу просторового вектора напруги (п. 4.3.2.1)), чому відповідає третій його рівень (діаграми напруги подані у відносних одиницях на рисунку 4.96).

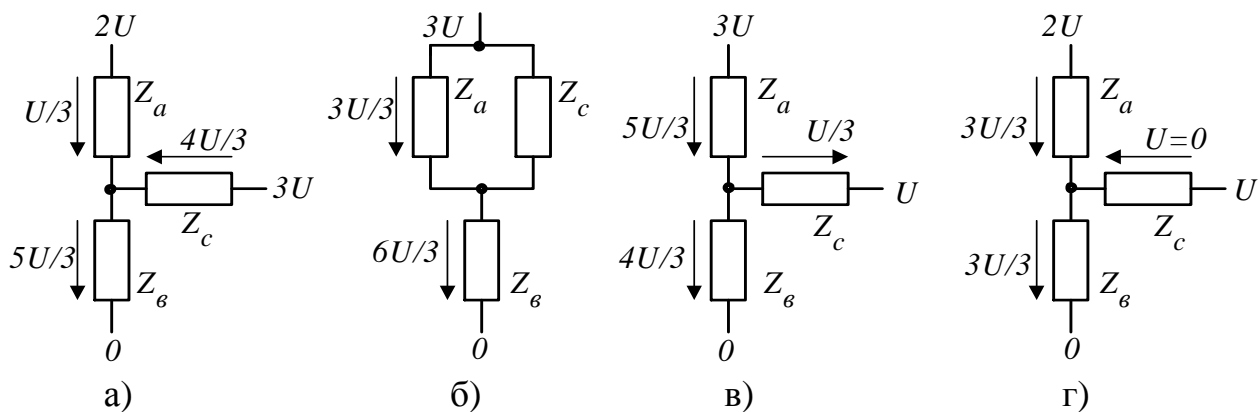


Рисунок 4.95 – Стани схеми чотирирівневого БАІН

При цьому відносна тривалість нульового і третього рівня напруги фази БАІН  $u_{\phi AIN}$  (відносно  $\pi$ ) складає  $\alpha_1 = 7/9$ . Для симетричного навантаження АІН, з'єднаного за схемою «зірка» (без нейтрального дроту), фазна напруга на навантаженні  $u_{\phi H}$  має східчасту форму за шести рівнів у напівхвилі (з амплітудою  $1/3U$ ), вона відрізняється от  $u_{\phi AIN}$  лише тим, що в ній відсутні гармоніки, кратні трьом.

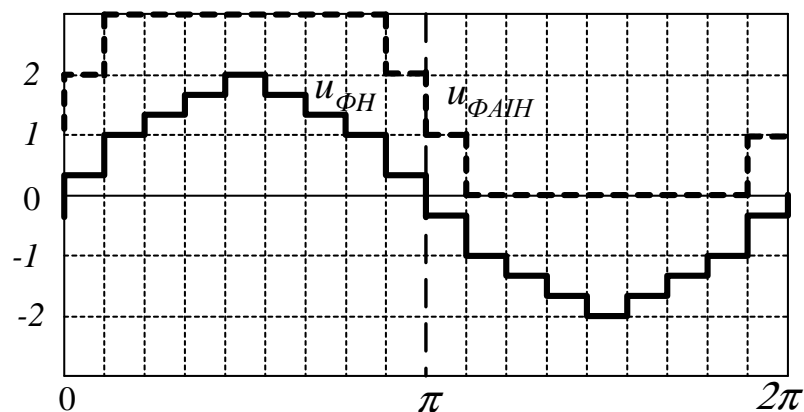


Рисунок 4.96 – Вихідна напруга ЧАІН при амплітудному формуванні

Таблиця 4.17 – До розрахунку напруги у фазах чотирирівневого АІН

Вивід джерела, до якого підключена фаза навантаження									
№	1	2	3	4	5	6	7	8	9
<i>a</i>	$2U$	$3U$	$3U$	$3U$	$3U$	$3U$	$3U$	$3U$	$2U$
<i>b</i>	0	0	0	0	0	$U$	$2U$	$3U$	$3U$
<i>c</i>	$3U$	$3U$	$2U$	$U$	0	0	0	0	0
Фазна напруга									
$U_a$	$\frac{U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{4U}{3}$	$\frac{5U}{3}$	$\frac{6U}{3}$	$\frac{5U}{3}$	$\frac{4U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{U}{3}$
$U_b$	$-\frac{5U}{3}$	$-\frac{6U}{3}$	$-\frac{5U}{3}$	$-\frac{4U}{3}$	$-\frac{3U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{4U}{3}$
$U_c$	$\frac{4U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{3U}{3}$	$-\frac{3U}{3}$	$-\frac{4U}{3}$	$-\frac{5U}{3}$	$-\frac{6U}{3}$	$-\frac{5U}{3}$

Вивід джерела, до якого підключена фаза навантаження									
№	10	11	12	13	14	15	16	17	18
<i>a</i>	$U$	0	0	0	0	0	0	0	$U$
<i>b</i>	$3U$	$3U$	$3U$	$3U$	$3U$	$2U$	$U$	0	0
<i>c</i>	0	0	$U$	$2U$	$3U$	$3U$	$3U$	$3U$	$3U$
Фазна напруга									
$U_a$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{3U}{3}$	$-\frac{4U}{3}$	$-\frac{5U}{3}$	$-\frac{6U}{3}$	$-\frac{5U}{3}$	$-\frac{4U}{3}$	$-\frac{3U}{3}$	$-\frac{U}{3}$
$U_b$	$\frac{5U}{3}$	$\frac{6U}{3}$	$\frac{5U}{3}$	$\frac{4U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{3U}{3}$	$-\frac{4U}{3}$
$U_c$	$-\frac{4U}{3}$	$-\frac{3U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{3U}{3}$	$\frac{4U}{3}$	$\frac{5U}{3}$	$\frac{6U}{3}$	$\frac{5U}{3}$

Таким чином, амплітуди 1-ї і найближчих вищих гармонік (порядок гармоніки  $k$ ) можна визначити, виходячи з розкладання в ряд Фур'є напруги  $u_{\Phi A1H}$

$$U_{\Phi m(k)} = \frac{4U}{\pi} \frac{1}{k} [0,5 + \sin(k\alpha_1 \frac{\pi}{2})].$$

Діюче значення першої гармоніки фазної та лінійної напруги:

$$U_{\Phi(1)} = \frac{U_{\Phi m(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{1,833U}{\sqrt{2}} = 1,296U, \quad U_{L(1)} = \sqrt{3}U_{\Phi(1)} = 2,245U.$$

Фазна напруга  $u_{\Phi H}$  (рис. 4.96 має п'ять рівнів: перший за  $\alpha_1=1$  з амплітудою  $1/3U$ , другий з амплітудою  $3/3U$  за відносної тривалості  $\alpha_2=7/9$ , третій і подальші з амплітудою  $4/3U$ ,  $5/3U$ ,  $6/3U$  за  $\alpha_3=5/9$ ,  $\alpha_4=3/9$ ,  $\alpha_5=1/9$ .

Діюче значення першої гармоніки фазної напруги

$$U_{\Phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\Phi}^2 dt} = \sqrt{\frac{4U^2}{2\pi 9} \left( \int_0^{\frac{\pi}{9}} 1^2 dt + \int_{\frac{\pi}{9}}^{\frac{2\pi}{9}} 3^2 dt + \int_{\frac{2\pi}{9}}^{\frac{3\pi}{9}} 4^2 dt + \int_{\frac{3\pi}{9}}^{\frac{4\pi}{9}} 5^2 dt + \int_{\frac{4\pi}{9}}^{\frac{5\pi}{9}} 6^2 dt \right)} = 1,305U.$$

Коефіцієнти спотворення і гармонік фазної напруги:  $v=0,993$ ,

$$K_{GH}=THD=11,8 \%. \text{ Напруга ключа схеми } U_{KL} = \frac{U_{L(1)}}{2,245}.$$

Осцилограми напруги і струмів у схемі ЧАН наведені на рисунку 4.97. Струм, що споживається за позитивним полюсом джерела  $B1$   $i_{dP1}$  (рис. 4.93), є сумою струмів верхніх ключів усіх фаз  $K1A$ ,  $K1B$ ,  $K1C$ , які визначаються вихідними струмами фаз АН ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) і мають однакове значення при зсуві на  $1/3$  періоду вихідної частоти ( $2\pi/3$ ). Так, на інтервалі  $(0, 2\pi/3)$  струм  $i_{dP1}$  утворений  $i_a$  ( $\theta_1, \pi-\theta_1$ ) і  $i_c$  ( $0, \pi/3-\theta_1$ ). Середнє значення струму  $i_{dP1}$

$$I_{dP1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP1} d\theta = \frac{3I_m}{\pi} \int_0^{2\pi/3} i_{dP1} d\theta = \frac{3I_{Hm}}{\pi} \cos(\varphi) \cos(\theta_1),$$

де  $I_{Hm}$  – амплітуда першої гармоніки струму навантаження  $I_{Hm}=I_{\Phi m(1)}$ .

Три пульсації за період  $i_{dP1}$  (аналогічно для негативного полюса  $i_{dN1}$  свідчать про наявність третьої гармоніки. Амплітуду пульсацій третьої гармоніки  $I_{dP1m(3)}$  визначимо згідно із синусною і косинусною складовими у розкладанні Фур'є струму  $i_{dP1}$ :

$$A = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP1} \sin 3\theta d\theta = \frac{3I_{Hm}}{4\pi} \cos \varphi (\sin(4\theta_1) - 2 \sin(2\theta_1)),$$

$$B = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP1} \cos 3\theta d\theta = \frac{3I_{Hm}}{4\pi} \sin \varphi (\sin(4\theta_1) + 2 \sin(2\theta_1)),$$

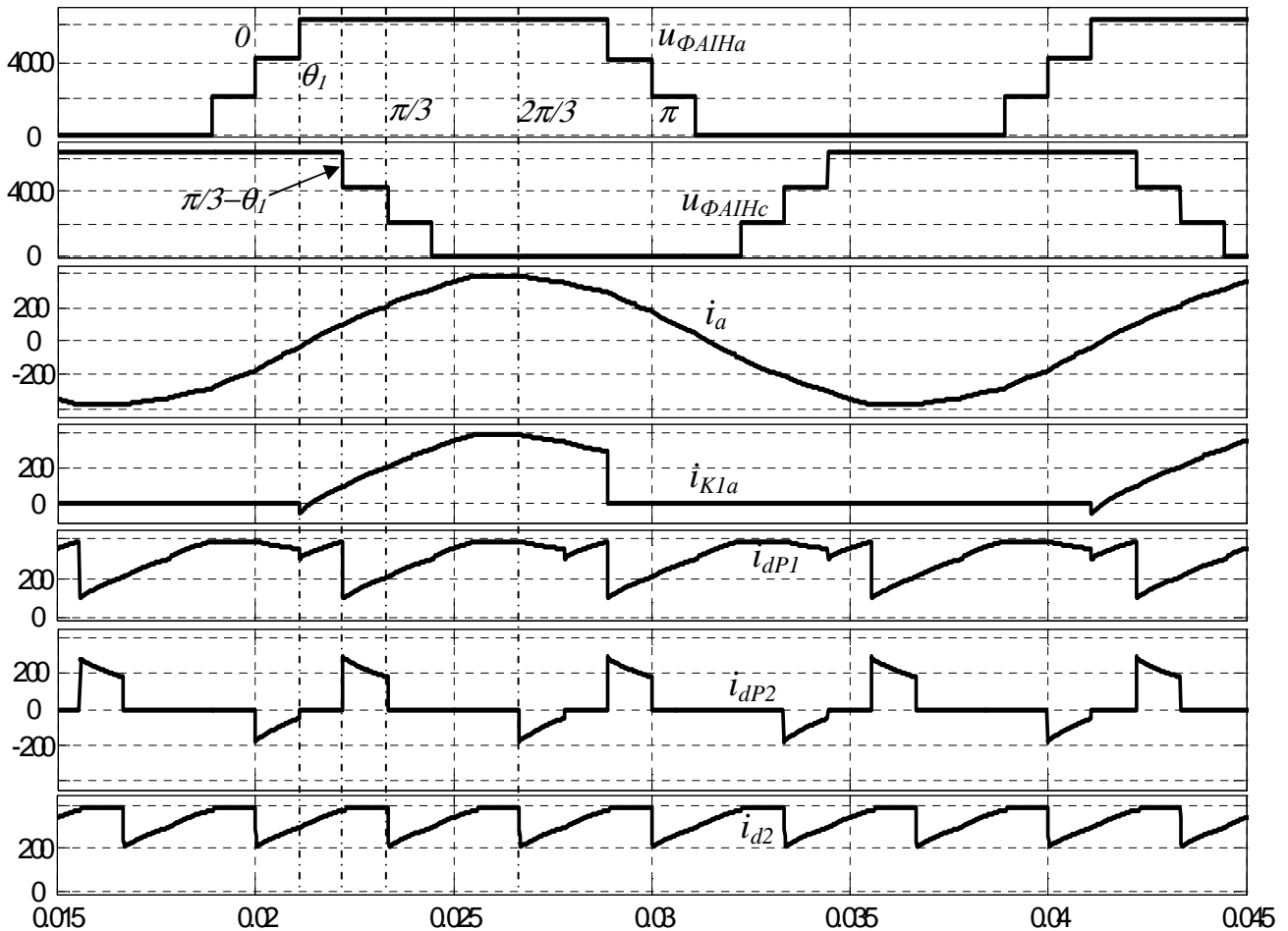


Рисунок 4.97 – Осцилограми напруги та струмів у ЧАІН

$$I_{dP1m(3)} = \sqrt{A^2 + B^2} =$$

$$= \frac{3I_{Hm}}{4\pi} \cdot \sqrt{(\sin(4\theta_1) + 2\sin(2\theta_1))^2 - 8\sin(2\theta_1)\sin(4\theta_1)\cos^2\varphi}.$$

Значення струму  $i_{d2}$ , що споживається за позитивним полюсом джерела  $B2$   $i_{d2} = i_{dP1} + i_{dP2}$ . Відповідно, струм  $i_{dP2}$  визначається струмами ключів  $K2$  і  $K4$  і протікає, коли  $u_{\Phi A1H} = 2U$ . Так, на інтервалі  $(0, 2\pi/3)$  струм  $i_{dP2}$  утворений  $i_a(0, \theta_1)$  і  $i_c(\pi/3 - \theta_1, \pi/3)$ . Середнє значення струму  $i_{dP2}$  и  $i_{d2}$ :

$$I_{dP2CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP2} d\theta = \frac{3I_m}{\pi} \int_0^{2\pi/3} i_{dP2} d\theta = \frac{3I_{Hm}}{\pi} \cos(\varphi)(1 - \cos(\theta_1)),$$

$$I_{d2CP} = I_{dP1CP} + I_{dP2CP} = \frac{3I_{Hm}}{\pi} \cos(\varphi).$$

Із рисунку 4.97 видно, що струм  $i_{d2}$  містить чітко виражену 6-ту гармоніку  $i_{d2(6)}$ . Значення її амплітуди  $I_{d2m(6)}$  визначимо згідно із синусною і косинусною складовими в розкладанні Фур'є струму  $i_{d2}$ , який на інтервалі  $(0, \pi/3)$  дорівнює струму  $i_a$ , а на інтервалі  $(\pi/3, 2\pi/3)$  –  $i_c$ :

$$\begin{aligned}
A_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{d2} \sin(6\theta) d\theta = \frac{6I_m}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_a \sin(6\theta) d\theta = -\frac{36I_m}{35\pi} \sin(\varphi). \\
B_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{d2} \cos(6\theta) d\theta = \frac{6I_m}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} i_a \cos(6\theta) d\theta = \frac{36I_m}{35\pi} \cos(\varphi). \\
I_{d2m(6)} &= \sqrt{A_1^2 + B_1^2}. \tag{4.80}
\end{aligned}$$

Значення ємності конденсаторів  $C$  вибирається, виходячи з коефіцієнта пульсацій (у межах  $(2,5 \div 5) \%$ ) за аналогією з п. 4.3.3.1 для  $C1, C3$  з урахуванням  $I_{dP1m(3)}$ , для  $C2$  з урахуванням  $I_{d2m(6)}$ .

**Використання БШІМ.** При цьому використовується три модулюючі напруги трикутної форми одиничної амплітуди ( $u_{TP1} \div u_{TP3}$ ), які зсунуті за рівнем ( $u_{TP2}=1+u_{TP1}$ ,  $u_{TP3}=1+u_{TP2}$ ). Напруга завдання для забезпечення симетрії завантаження джерел постійного струму також зсунута за рівнем  $u_{3AD} = \mu 1,5 \sin \theta + 1,5$  ( $\mu$  – коефіцієнт модуляції за амплітудою) і порівнюється за рівнем із модулюючою напругою, унаслідок чого формується три напруги:

$$Y_1 = \begin{cases} 1, \text{if } u_{3AD} \geq u_{TP1} \\ 0, \text{if } u_{3AD} < u_{TP1} \end{cases}, \quad Y_2 = \begin{cases} 1, \text{if } u_{3AD} \geq u_{TP2} \\ 0, \text{if } u_{3AD} < u_{TP2} \end{cases}, \quad Y_3 = \begin{cases} 1, \text{if } u_{3AD} \geq u_{TP3} \\ 0, \text{if } u_{3AD} < u_{TP3} \end{cases}.$$

З урахуванням цього формуються сигнали керування ключів ЧАІН:  $g_1 = Y_3$ ,  $g_2 = g_1 \vee \bar{Y}_3 \wedge Y_2$ ,  $g_3 = g_2 \vee Y_1 \wedge \bar{Y}_2$ ,  $g_4 = \bar{Y}_1 \vee Y_2 \wedge \bar{Y}_3 \vee Y_1 \wedge \bar{Y}_2$ ,  $g_5 = g_6 \vee \bar{Y}_2 \wedge Y_1$ ,  $g_6 = \bar{Y}_1$ . Коефіцієнт заповнення імпульсів  $Y_1 - Y_3$  визначається залежностями:  $y_1 = \mu 1,5 \sin \theta + 1,5$ ,  $y_2 = \mu 1,5 \sin \theta + 0,5$ ,  $y_3 = \mu 1,5 \sin \theta - 0,5$ .

На рисунку 4.98 наведені осцилограми напруги і струмів у схемі ЧАІН за  $\mu=1$  і  $f_M=2$  кГц. Струм ключів схеми має імпульсний характер. При цьому реальна кількість перемикачів ключів різна і суттєво менша значення, яке відповідає частоті модуляції. Так, для ключа  $K1$  маємо 15 перемикачів за період. Струм можна представити безперервною функцією, значення якої на кожному такті модуляції дорівнює середньому значенню струму відповідно до коефіцієнта заповнення імпульсів (для фази  $a$ )  $i^1 = y I_m \sin(\theta - \varphi)$ .

Напруга фази ЧАІН формується в трьох рівнях, зони роботи визначаються кутом  $\theta_1 = \arcsin(\frac{0,5}{1,5\mu})$ . При цьому другому рівню відповідає інтервал  $(-\theta_1, \theta_1)$  і  $(\pi - \theta_1, \pi + \theta_1)$ , першому  $(\theta_1, \pi - \theta_1)$ . З урахуванням цього струм транзистора (тиристора) ключа  $K1$  фази  $a$  і його середнього значення:

$$\begin{aligned}
i_{VT1a}^1 &= (\mu 1,5 \sin \theta - 0,5) I_m \sin(\theta - \varphi) = \\
&= \text{Im} \left[ \frac{\mu 1,5}{2} (\cos \varphi - \cos(2\theta - \varphi) - 0,5 \sin(\theta - \varphi)) \right],
\end{aligned}$$

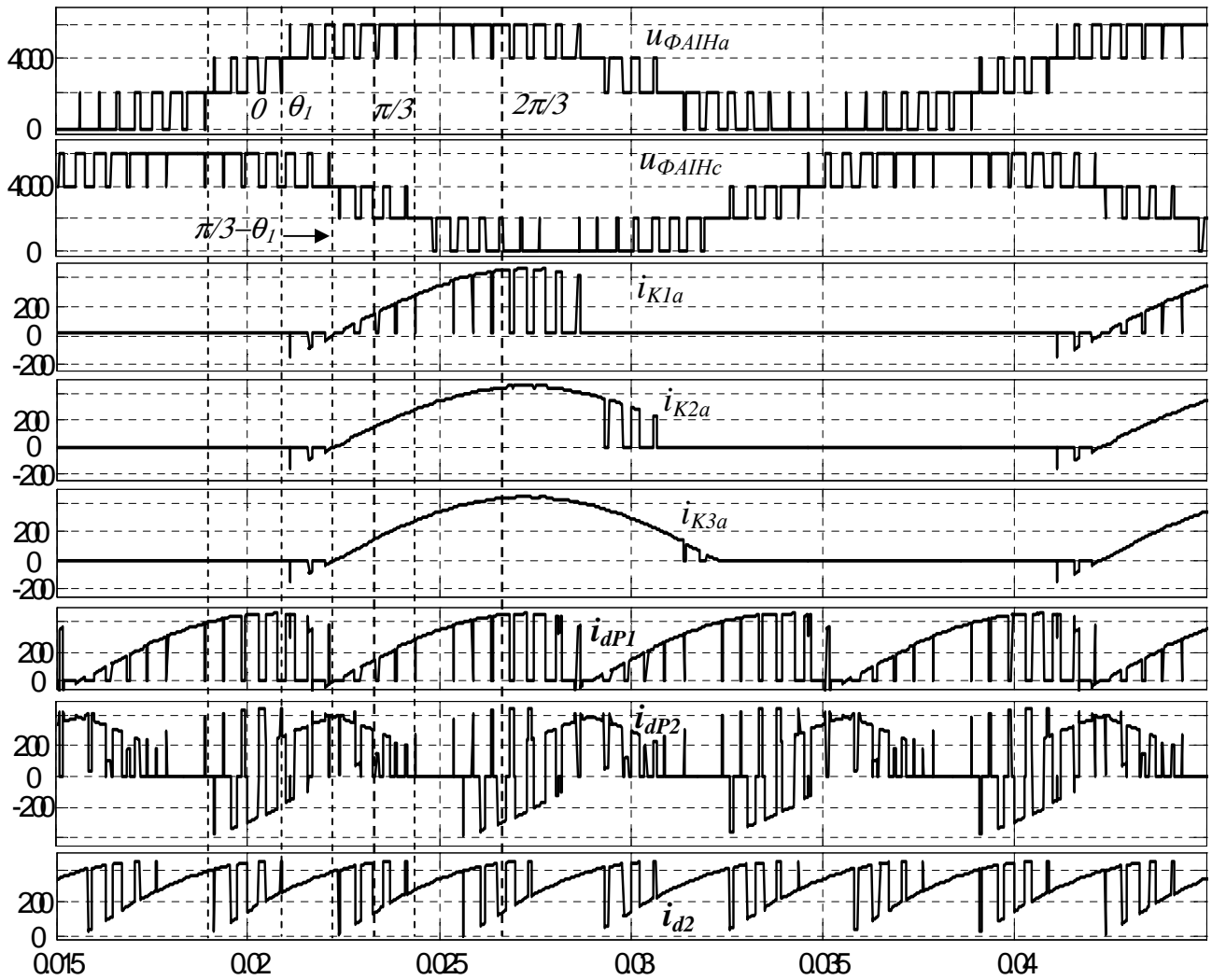


Рисунок 4.98 – Осцилограми напруги і струмів у ЧАІН з ШІМ

$$I_{VT1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{VT1}^1 d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi-\theta_1} i_{VT1}^1 d\theta = \frac{I_m}{4\pi} [1,5\mu \cos \varphi (\pi - \theta_1 - \varphi) + \\ + \frac{1,5\mu}{2} \sin(2\theta_1 + \varphi) + \frac{1,5\mu}{2} \sin \varphi - \frac{1}{2} \cos(\theta_1 + \varphi) - \frac{1}{2}].$$

Аналогічно розраховані значення струмів інших ключів. Відносні значення струмів ключів (діюче і середнє) за  $\cos \varphi = 0,7$  і  $\cos \varphi = 0,9$  і  $\mu = 1$  приведені в таблицях 4.18 і 4.19.

Струм  $i_{dP1}$  містить 3-ю гармоніку, його значення на інтервалі  $(0, 2\pi/3)$  визначається струмами ключів К1 фази С на інтервалі  $(0, \pi/3 - \theta_1)$  та фази а на інтервалі  $(\theta_1, 2\pi/3)$ . Струм ключа К1 фази с

$$i_{VT1C}^1 = [\mu 1,5 \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) - 0,5] I_m \sin(\theta + \frac{2\pi}{3} - \varphi) = \\ = \text{Im}[\frac{\mu 1,5}{2} (\cos \varphi - \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3} - \varphi) - 0,5 \sin(\theta + \frac{2\pi}{3} - \varphi)]$$

Середнє значення  $i_{dP1}$

$$I_{dP1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP1} d\theta = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} i_{dP1} d\theta = \frac{3}{4\pi} [1,5\mu \cos \varphi (\pi - 2\theta_1) + 1,5\mu \sin(2\theta_1) \cos \varphi - \cos(\frac{2\pi}{3} - \varphi) + \sin \theta_1 \sin \varphi].$$

Таблиця 4.18 – Завантаження ключів ЧАІН за струмом ( $\mu=1$  та  $\cos\varphi=0,9$ )

Ключ	VTK1	VTK2	VTK3	VDK1	VDK2	VDK3	VD4	VD5
$I/I_m$	0,411	0,493	0,5	–	–	–	0,273	0,083
$I_{CP}/I_m$	0,198	0,3	0,318	–	–	–	0,102	0,018

Таблиця 4.19 – Завантаження ключів ЧАІН за струмом ( $\mu=1$  та  $\cos\varphi=0,7$ )

Ключ	VTK1	VTK2	VTK3	VDK1	VDK2	VDK3	VD4	VD5
$I/I_m$	0,356	0,474	0,499	0,026	0,026	0,026	0,313	0,157
$I_{CP}/I_m$	0,158	0,27	0,315	0,003	0,003	0,003	0,111	0,045

Амплітуду пульсацій 3-ї гармоніки  $I_{dP1m(3)}$  визначимо за синусною і косинусною складовими в розкладанні Фур'є струму  $i_{dP1}$ :  $A = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP1} \sin 3\theta d\theta$ ,

$$B = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP1} \cos 3\theta d\theta, \quad I_{dP1m(3)} = \sqrt{A^2 + B^2}.$$

Струм  $i_{dP2}$  на інтервалі  $(0, 2\pi/3)$  визначається струмами фіксуючих діодів VD4 и VD6:  $i_{dP2}=i_a-i_{ay_{3a}}(\theta_1, 2\pi/3)$ ,  $i_{dP2}=i_{ay_{2a}}(0, \theta_1)$ ,  $i_{dP2}=i_{by_{2b}}(2\pi/3-\theta_1, 2\pi/3)$ ,  $i_{dP2}=i_c-i_{cy_{3c}}(0, 2\pi/3-\theta_1)$ ,  $i_{dP2}=i_{cy_{2c}}(\pi/3-\theta_1, \pi/3+\theta_1)$ .

Струм  $i_{d2}=i_{dP1}+i_{dP2}$  містить 6-ту гармоніку, його значення на інтервалі  $(0, 2\pi/3)$ :  $i_{d2}=i_a(\theta_1, 2\pi/3)$ ,  $i_{d2}=i_{ay_{2a}}(0, \theta_1)$ ,  $i_{d2}=i_{by_{2b}}(2\pi/3-\theta_1, 2\pi/3)$ ,  $i_{d2}=i_c(0, 2\pi/3-\theta_1)$ ,  $i_{d2}=i_{cy_{2c}}(\pi/3-\theta_1, \pi/3+\theta_1)$ . Визначення середнього значення і амплітуди 6-ї гармоніки у аналітичному вигляді достатньо складне.

Розрахункові залежності відносних значень  $I_{dP1}^l=I_{dP1}/I_{Hm}$  і  $I_{d2}^l=I_{d2}/I_{Hm}$ , що визначають завантаження джерел постійного струму (ДПС) ЧАІН і відносні амплітуди гармонік  $I_{dP1m(3)}^l=I_{dP1m(3)}/I_{Hm}$  і  $I_{d2m(6)}^l=I_{d2m(6)}/I_{Hm}$  при  $\cos\varphi=0,8$  наведені на рисунку 4.99. Відзначимо, що шоста гармоніка порівняно з постійною складовою струму середнього ДПС незначна і не має істотного впливу на струм, що споживається ДПС від джерела змінного струму. Навантаження джерел крайніх та середнього рівнів суттєво відрізняється, тобто застосування у вхідних колах МАІН 18-фазної схеми випрямлення для придушення вищих гармонік вхідного струму є не ефективним [26], особливо у разі зниження  $\mu$ . Кращі показники досягаються у разі використання 24-фазної схеми випрямлення, коли випрямляч В2 виконаний складеним із двох ТМВ [26].

Осцилограми напруги фази навантаження, фази ЧАІН та вихідного струму при  $\mu=1$  і частоті модуляції  $f_M=2$  кГц подані на рисунку 4.100.

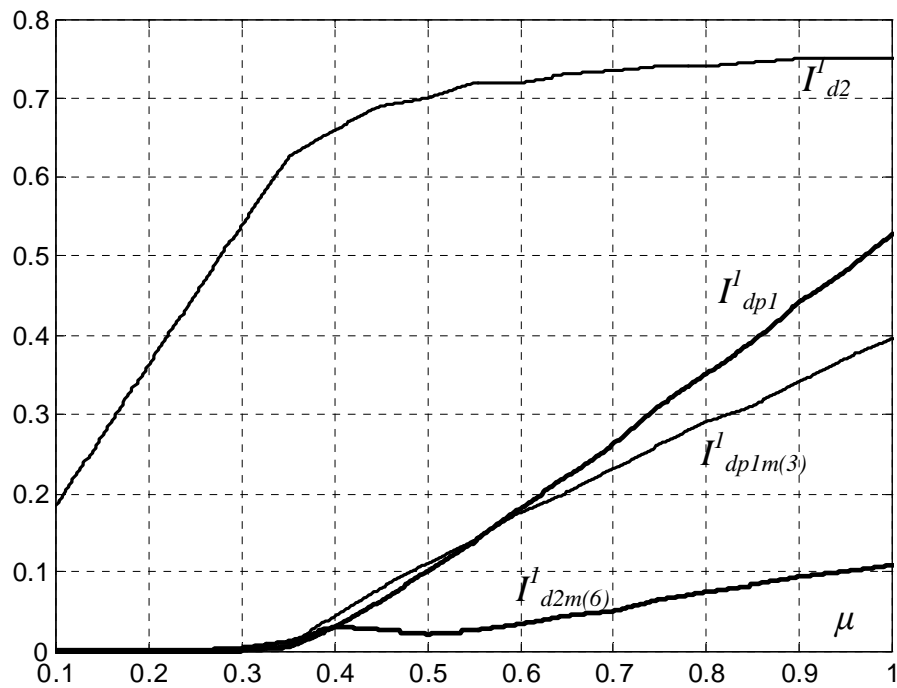


Рисунок 4.99 – Залежності  $I_{dp1}^l=f(\mu)$ ,  $I_{d2}^l=f(\mu)$ ,  $I_{dp1m(3)}^l=f(\mu)$ ,  $I_{d2m(6)}^l=f(\mu)$

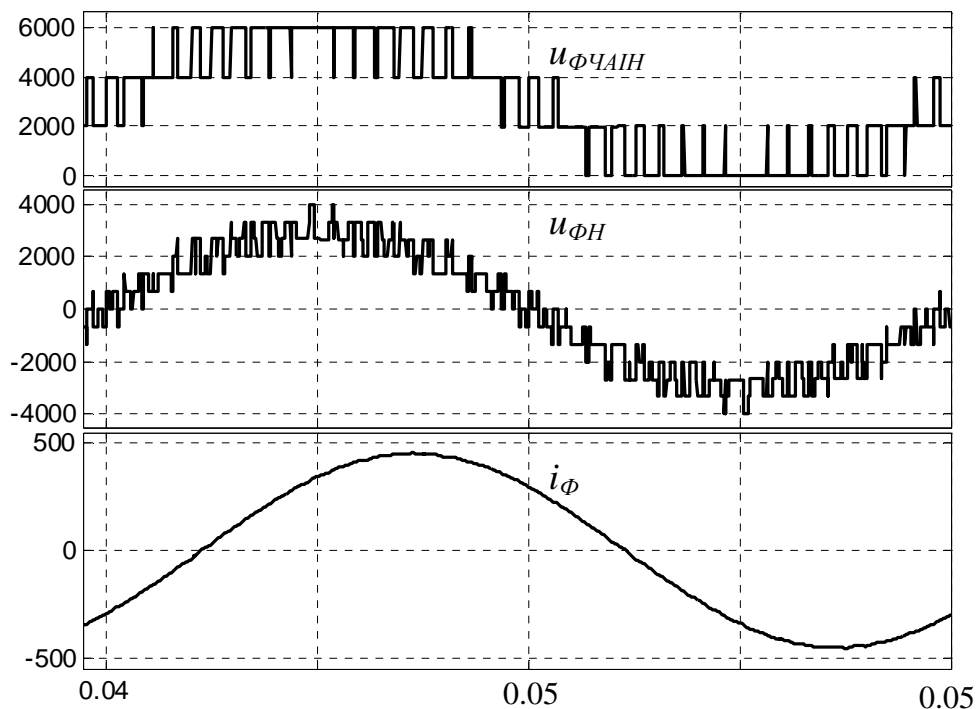


Рисунок 4.100 – Напруга і струм у ЧАІН у разі використання ШІМ

При цьому для напруги фази навантаження THD=23,4 %, що підтверджує покращення гармонійного складу порівняно з ТАІН.

#### 4.3.3.3 П'ятирівневий інвертор з фіксуючими діодами

Схема одного плеча (фази) п'ятирівневого АІН (ПАІН) наведена на рисунку 4.101. Як ключі ( $K1-K8$ ) використовуються RC IGCT (зі зворотним діодом). Кількість фіксуючих діодів  $VD1-VD6$  показана згідно зі зворотною напругою ( $U, 2U, 3U$ ). Напруга фази АІН  $u_{A0}$  дорівнює:



- а) 0 за відкритих  $K_3, K_4, K_5, K_6$ ;
- б)  $+U$  за відкритих  $K_2, K_3, K_4, K_5$ ;
- в)  $-U$  при відкритих  $K_4, K_5, K_6, K_7$ ;
- г)  $+2U$  при відкритих  $K_1, K_2, K_3, K_4$ ;
- д)  $-2U$  при відкритих  $K_5, K_6, K_7, K_8$ .

У трифазній мостовій схемі загальна кількість станів становить  $K_s = N^3 = 125$ . Загальна кількість базових векторів  $K_v = 3N^2 - 3N + 1 = 61$ . Відносно схеми ЧАІН додається ще 24 базових ненульових векторів (станів) для четвертого рівня просторового вектора (п. 4.3.2.1), який визначає максимальне значення напруги.

При цьому (рис. 4.102) відносна тривалість першого рівня  $u_{\phi АІН}$  (відносно  $\pi$ ) становить  $\alpha_1 = 11/12$ , для другого рівня  $\alpha_2 = 9/12$ . Для симетричного навантаження ПАІН, з'єднаного за схемою «зірка» (без нейтрального дроту) напруга  $u_{\phi Н}$  має східчасту форму (рис. 4.102) за 8 рівнів (з кроком  $1/3U$ ), вона відрізняється від  $u_{\phi АІН}$  лише тим, що в ній відсутні гармоніки, кратні трьом. Таким чином, амплітуди 1-ї і найближчих вищих гармонік (порядок гармоніки  $k$ ) можна визначити, виходячи з розкладання в ряд Фур'є напруги  $u_{\phi АІН}$

$$U_{\phi m(k)} = \frac{4U}{\pi} \frac{1}{k} \left[ \sin(k\alpha_1 \frac{\pi}{2}) + \sin(k\alpha_2 \frac{\pi}{2}) \right].$$

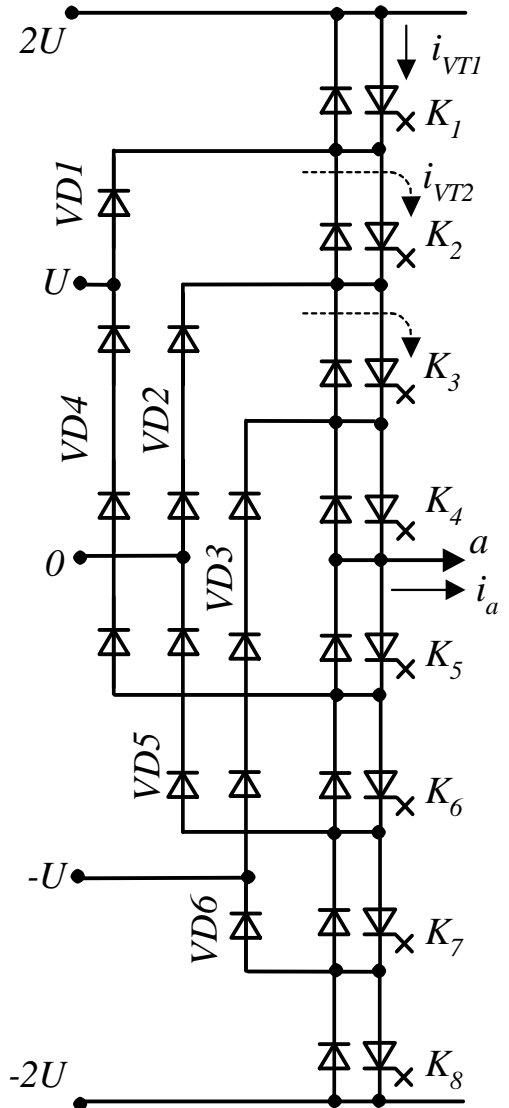


Рисунок 4.101 – Схема фази п'ятирівневого АІН

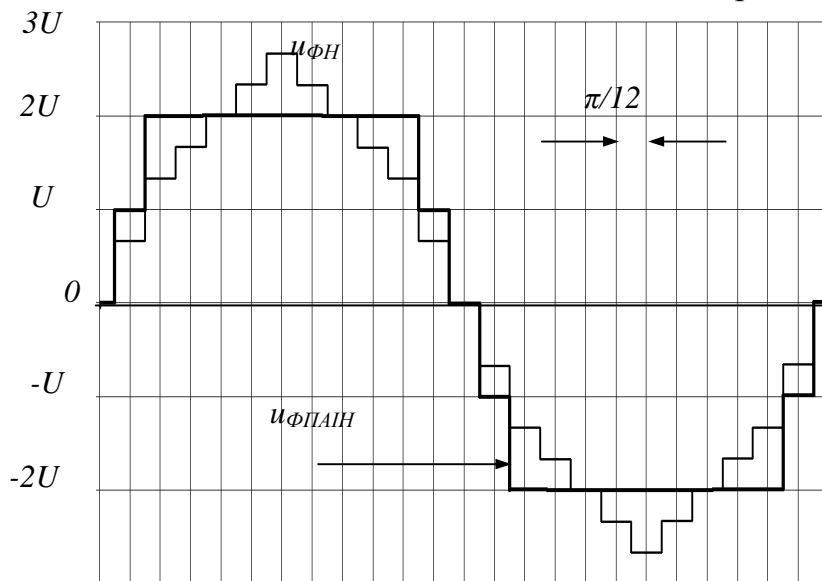


Рисунок 4.102 – Напруга ПАІН

Діюче значення 1-ї гармоніки фазної і лінійної напруги

$$U_{\phi(1)} = \frac{U_{\Phi m(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{2,438U}{\sqrt{2}} = 1,724U, \quad U_{L(1)} = \sqrt{3}U_{\phi(1)} = 3U.$$

Фазна напруга  $u_{\phi H}$  (рис. 4.102) має 6 рівнів: 1-й і 2-й рівні з амплітудою  $2/3U$  і  $4/3U$  за відносної тривалості  $\alpha_1=11/12$  и  $\alpha_2=9/12$ ; 3-й і наступні з амплітудою  $5/3U$ ,  $6/3U$ ,  $7/3U$ ,  $8/3U$  за  $\alpha_3=7/12$ ,  $\alpha_4=5/12$ ,  $\alpha_5=3/12$ ,  $\alpha_6=1/12$ . Її діюче значення

$$U_{\phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\phi}^2 dt} = \sqrt{\frac{4U^2}{2\pi 9} \left( \int_{\frac{\pi}{24}}^{\frac{3\pi}{24}} 2^2 dt + \int_{\frac{3\pi}{24}}^{\frac{5\pi}{24}} 4^2 dt + \int_{\frac{5\pi}{24}}^{\frac{7\pi}{24}} 5^2 dt + \int_{\frac{7\pi}{24}}^{\frac{9\pi}{24}} 6^2 dt + \int_{\frac{9\pi}{24}}^{\frac{11\pi}{24}} 7^2 dt + \int_{\frac{11\pi}{24}}^{\frac{12\pi}{24}} 8^2 dt \right)} = U\sqrt{3}.$$

Коефіцієнти спотворення і гармонік фазної напруги:  $v=0,995$ ,

$$K_{GH}=THD=9,6 \%. \text{ Напруга ключа схеми } U_{KL} = \frac{U_{L(1)}}{3}.$$

Сигнали керування ключами ПАІН:  $g_1 = U_{2P}$ ,  $g_2 = g_1 \vee U_{1P} \wedge \bar{U}_{2P}$ ,

$$g_3 = g_2 \vee (\bar{U}_{1P} \vee U_{1N}), \quad g_4 = g_3 \vee U_{1N} \wedge \bar{U}_{2N}, \quad g_5 = g_6 \vee U_{1P} \wedge \bar{U}_{2P},$$

$$g_6 = g_7 \vee (\bar{U}_{1P} \wedge U_{1N}), \quad g_7 = g_8 \vee U_{1N} \wedge \bar{U}_{2N}, \quad g_8 = U_{2N} \quad (U_{1P}, U_{2P}, U_{1N}, U_{2NP} - \text{логічні змінні, відповідні першому і другому рівням позитивної (індекс Р) і негативної (індекс N) напівхвиль } u_{\phi AIN}).$$

**Використання БШІМ.** Використовується 4 модулюючі напруги одиничної амплітуди ( $u_{TP1} \div u_{TP4}$ ), зсунуті за рівнем ( $u_{TP2}=1+u_{TP1}$ ,  $u_{TP3}=-1+u_{TP1}$ ,  $u_{TP4}=-1+u_{TP3}$ ). Напруга завдання  $u_{3AD} = \mu 2 \sin \theta$  ( $\mu$  – коефіцієнт модуляції за амплітудою) порівнюється за рівнем з модулюючою напругою, унаслідок чого формується

$$U_{1P} = Y_{1P} = \begin{cases} 1, \text{if } u_{3AD} \geq u_{TP1} \\ 0, \text{if } u_{3AD} < u_{TP1} \end{cases},$$

$$U_{2P} = Y_{2P} = \begin{cases} 1, \text{if } u_{3AD} \geq u_{TP2} \\ 0, \text{if } u_{3AD} < u_{TP2} \end{cases},$$

$$U_{1N} = Y_{1N} = \begin{cases} 1, \text{if } u_{TP3} \geq u_{3AD} \\ 0, \text{if } u_{TP3} < u_{3AD} \end{cases},$$

$$U_{2N} = Y_{2N} = \begin{cases} 1, \text{if } u_{TP4} \geq u_{3AD} \\ 0, \text{if } u_{TP4} < u_{3AD} \end{cases}.$$

Розрахунок середніх та діючих значень струмів у схемі достатньо складний. Відносні значення струмів за  $\mu=1$  і  $\cos \varphi=0,9$  наведені в таблиці 4.20. Струми діодів ключів К1-К4 не перевищують 1 % і у таблиці 4.20 не наведені.

Таблиця 4.20 - Завантаження ключів ПАІН за струмом при  $\cos \varphi=0,9$

Ключ	VTK1	VTK2	VTK3	VTK4	VD1	VD2	VD3
$I/I_m$	0,39	0,48	0,499	0,5	0,283	0,132	0,032
$I_{CP}/I_m$	0,176	0,28	0,314	0,318	0,103	0,034	0,005

Відносні значення  $I_{d1}^I = I_{d1}/I_{Hm}$  і  $I_{d2}^I = I_{d2}/I_{Hm}$ , що визначають завантаження крайніх ( $2U$ ) та середніх ( $U$ ) джерел і відносної амплітуди гармонік  $I_{d1m(3)}^I = I_{d1m(3)}/I_{Hm}$  і  $I_{d2m(3)}^I = I_{d2m(3)}/I_{Hm}$  за  $\cos \varphi = 0,8$  наведені на рисунку 4.103. Як бачимо, завантаження випрямлячів істотно розрізняється, тому доцільним рі-

шенням є використання двох 12-фазних схем (для випрямлячів крайніх і середніх рівнів), що утворюють 24-фазну схему випрямлення.

Осцилограми напруги фази навантаження, фази ПАІН та вихідного струму за  $\mu=1$  і частоті модуляції  $f_M=2$  кГц подані на рисунку 4.104.

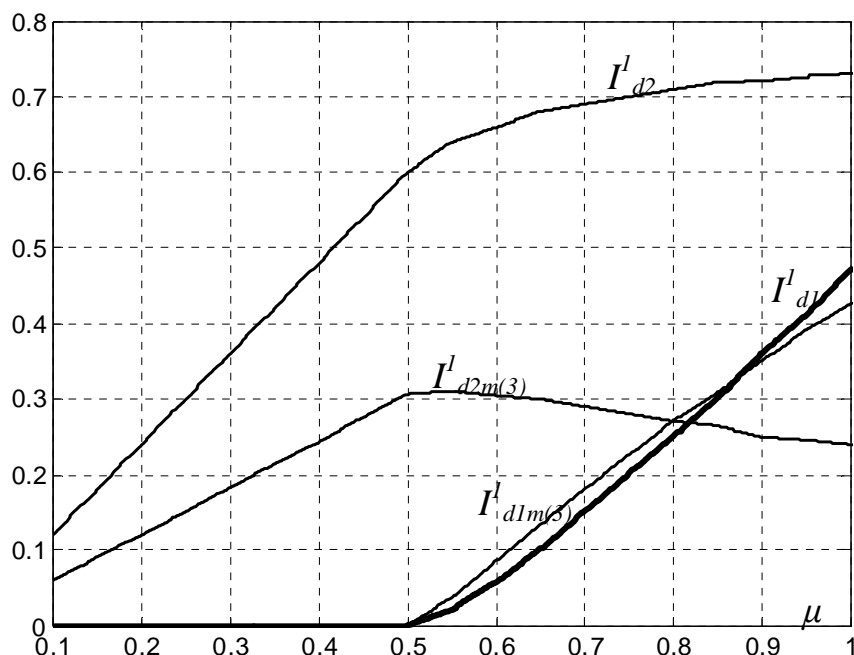


Рисунок 4.103 – Залежності  $I_{d1}^I=f(\mu)$ ,  $I_{d2}^I=f(\mu)$ ,  $I_{d1m(3)}^I=f(\mu)$ ,  $I_{d2m(3)}^I=f(\mu)$  для п'ятирівневого АІН

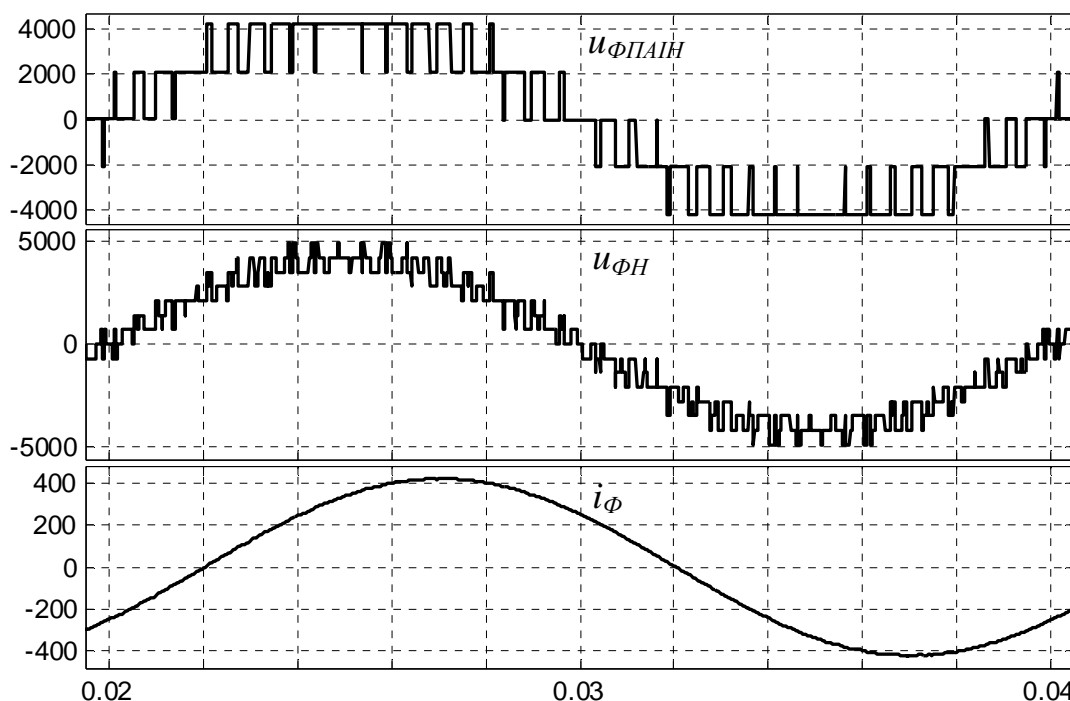


Рисунок 4.104 – Осцилограми напруги і струму в ПАІН за використанням ШІМ

При цьому для напруги фази навантаження  $THD=17\%$ . Отже, отримуємо подальше зменшення коефіцієнта гармонік порівняно з ТАІН і ЧАІН.

#### 4.3.4 Багаторівневі інвертори з плаваючими конденсаторами

БАІН з плаваючими конденсаторами (*FLC – flying capacitor converter*).  
Схема одного плеча трирівневого АІН із плаваючими конденсаторами подана на рисунку 4.105. У разі вмикання навантаження  $Z_H$  між виводами  $a$  і  $0$  схема забезпечує три рівня у вихідній напрузі ( $+U$ ,  $0$ ,  $-U$ ). Заряджання конденсатора  $C$  здійснюється крізь навантаження за колом, що утворюється під час подавання сигналу на вмикання  $VT1$  і  $VT3$  (рисунок 4.106, б для позитивного напрямку струму), при цьому відкриваються  $VD3$  і  $VT1$ . Для зворотного напрямку струму заряджання  $C$  здійснюється під час подавання сигналу на вмикання  $VT2$  і  $VT4$ .

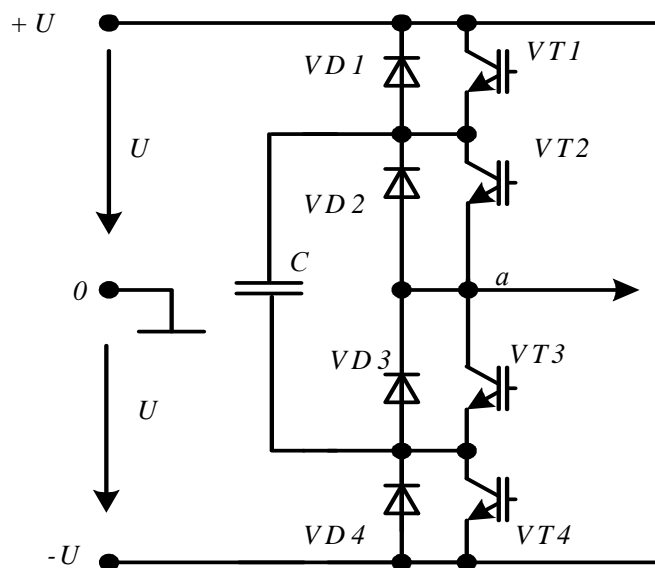


Рисунок 4.105 – Схема одного плеча БАІН з плаваючими конденсаторами

Для отримання на навантаженні рівня напруги  $+U$  вмикаються транзистори  $VT1$  і  $VT2$ , для рівня  $-U$  вмикаються транзистори  $VT3$  і  $VT4$ . Нульовий рівень отримується при вмиканні  $VT1$  і  $VT3$  або  $VT2$  і  $VT4$ .

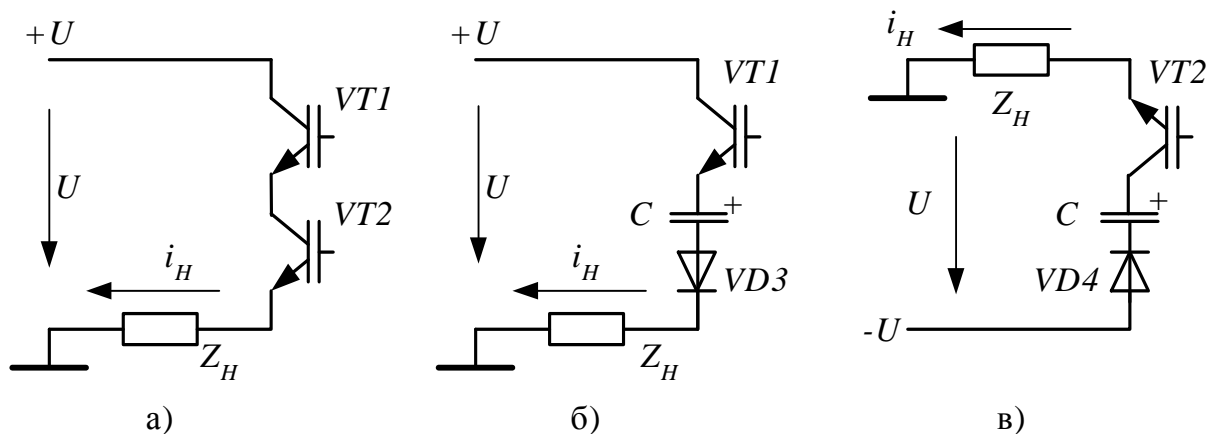


Рисунок 4.106 – Процеси у схемі БАІН з плаваючим конденсатором:

а)  $u_H = U$ ; б)  $u_H = 0$ ; в)  $u_H = -U$

Розглянемо роботу схеми більш детально з ШІМ формуванням вихідної напруги. Вважаємо, що конденсатор попередньо заряджений до напруги джерела  $U$ , навантаження активно-індуктивне. При вмиканні  $VT1$  і  $VT2$  вихідна напруга дорівнює  $+U$ , струм має позитивний напрямок і поступово зростає (рис. 4.106, а), коло розряджання конденсатора відсутнє. Для отримання нульового значення напруги  $VT2$  вимикається і подається сигнал на вмикання  $VT3$ . Оскільки напрям струму позитивний, вмикається  $VD3$  (рис. 4.106, б) і послідовно з навантаженням вмикається конденсатор  $C$ , напруга якого дорівнює за значенням і протилежна напрузі джерела. У результаті напруга навантаження стрибком зменшується до нуля, проте струм у колі навантаження залишається позитивним і підтримується завдяки енергії, що накопичена у магнітному полі навантаження. Це призводить до поступового заряджання конденсатора, напруга на якому  $U_C$  зростає. Відповідно напруга на навантаженні дорівнює різниці  $u_H=(U - U_C)$  і стає негативною.

Під час наступного вмикання  $VT1$  і  $VT2$  напруга  $u_H=+U$ . Компенсувати збільшення напруги на конденсаторі  $U_C$ , що мало місце на попередньому циклі можна під час наступного переходу до нульового рівня. Для цього подається сигнал на вмикання  $VT2$  і  $VT4$ , оскільки напрямок струму у навантаженні не змінився і залишається позитивним, струм проводять  $VT2$  і  $VD4$  (рис. 4.106, в), конденсатор знову вмикається послідовно з навантаженням. Однак на відміну від попереднього нульового рівня конденсатор буде розряджатися, напруга на ньому зменшується.

Таким чином, заряд конденсатора може бути урівноважено при визначеному чергуванні комбінацій вмикання ключів, що формують нульовий рівень напруги навантаження. Цим самим обмежуються коливання напруги на конденсаторі і, відповідно, на навантаженні (на інтервалах, де формується нульовий рівень). Аналогічно здійснюється формування негативної полярності напруги на навантаженні.

Схеми БАІН із фіксуючими конденсаторами з більшою кількістю рівнів будуються за принципами, що аналогічні БАІН з фіксуючими діодами.

Схема фази п'ятирівневого БАІН наведена на рисунку 4.107. На рисунку 4.108 наведена еквівалентна схема, що пояснює принцип дії п'ятирівневого БАІН. При цьому напруга навантаження формується як різниця напруги джерела ( $4U$ ) і конденсатора, який підключений послідовно з джерелом, або як напруга окремого конденсатора, залежно від того заряджається конденсатор або розряджається. Напруги конденсаторів у гілках схеми (відповідно до їхньої кількості) складають  $3U$ ,  $2U$ ,  $1U$ , відповідно, на навантаженні маємо 5 рівнів:  $U=0$  (на рисунку 4.108 замкнуті ключі 2, 4, 6, 8),  $U$  (замкнуті ключі 1, 4, 6, 8),  $2U$  (замкнуті ключі 1, 3, 6, 8),  $3U$  (замкнуті ключі 1, 3, 5, 8),  $4U$  (замкнуті ключі 1, 3, 5, 7). Ці комбінації замикання ключів відповідають заряджанню конденсаторів.

Для розряджання використовуються інші комбінації замикання ключів, наприклад, для конденсатора з напругою  $U$  замкнуті ключі 2, 4, 6, 7.

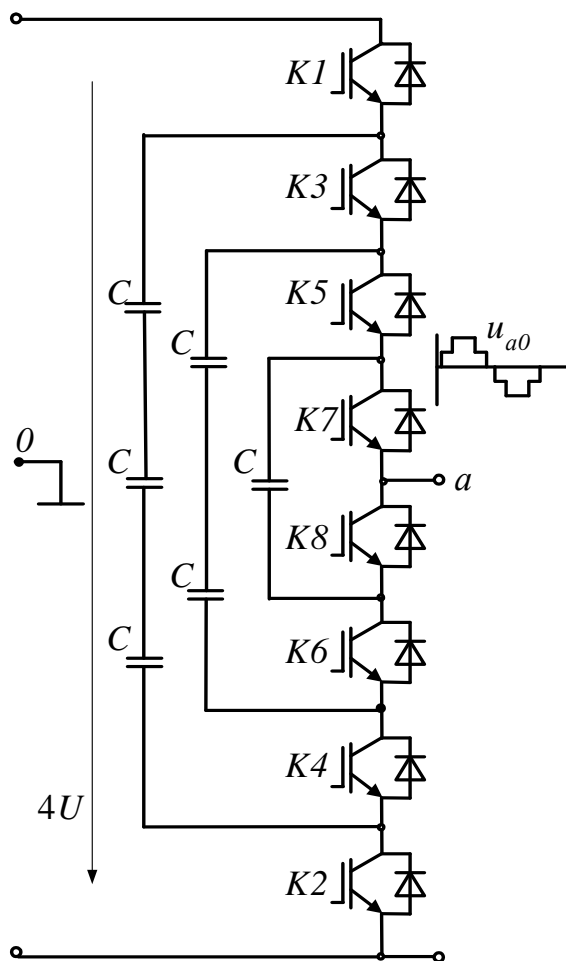


Рисунок 4.107 – Схема плеча п'ятирівневого БАИН з плаваючими конденсаторами

Стабілізація напруги на конденсаторах досягається чергуванням циклів заряджання і розряджання, що передбачає, як мінімум, подвоєння частоти перемикання ключів у разі використання ШІМ.

Схема також передбачає попереднє заряджання конденсаторів, що здійснюється через коло навантаження. Показники схеми такі ж, як і в БАИН з фіксуючими діодами.

Кількість плаваючих конденсаторів [40]  $c = \frac{(m-1)(m-2)}{2}$ .

Конденсатори комутують струм навантаження з частотою модуляції, що передбачає їх високі частотні характеристики.

Необхідність використання висковольтних конденсаторів, що працюють на високих частотах і більш складні принципи керування обмежують практичне використання розглянутого типу БАИН.

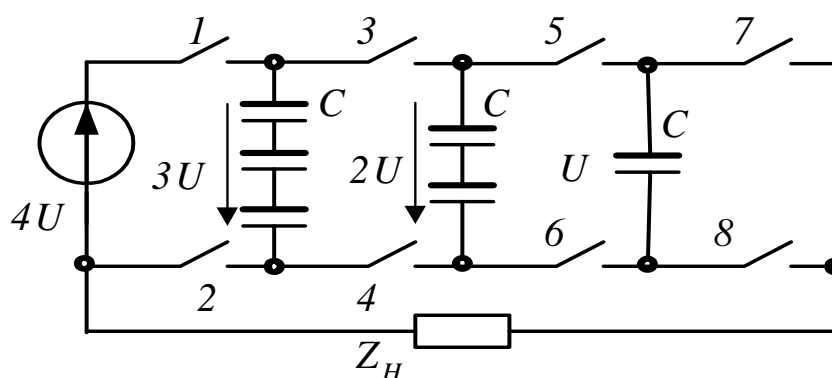


Рисунок 4.108 – Еквівалентна схема п'ятирівневого БАИН

#### 4.3.5 Каскадні схеми з послідовним з'єднанням інверторів

Каскадні БАІН використовують послідовне з'єднання однофазних інверторів напруги для комутації напруги  $n$  ізолюваних джерел постійного струму, а їхня вихідна фазна напруга формується складанням напруги цих джерел.

Основним елементом каскадного БАІН, зазвичай, є мостова однофазна схема АІН, що являє собою симетричний комутатор на чотирьох ключах з ізолюваним джерелом постійної напруги  $U$  у діагоналі постійного струму. Кожна фаза містить  $n$  послідовно з'єднаних АІН (рис. 4.109, а). Зниження напруги окремих джерел у  $\sqrt{3}$  разів досягається у разі з'єднанні фаз БАІН за схемою «зірка» (рис. 4.109, б). Як джерело постійного струму звичайно використовується некерований трифазний мостовий випрямляч із конденсатором на виході, що отримує живлення від окремої вторинної обмотки трифазного трансформатора (на рисунку 4.109 показано для інвертору  $UZn$ ). Трансформатор використовується як багатофазне джерело змінного струму (див. п. 2.3, п. 2.4). Варіант побудови БАІН за однакової напруги джерел слід віднести до симетричних (рис. 4.109, а). У кожному з АІН (наприклад,  $UZ1$ ) завжди відкриті та проводять струм два ключі. При цьому мають місце такі значення вихідної напруги:

- замкнуті ключі  $K1, K2$  або  $K3, K4$  (залежно від напрямку струму) – вихідна напруга  $U_{ВИХ} = 0$ ;
- замкнуті ключі  $K1, K4$   $U_{ВИХ} = +U$ ;
- замкнуті ключі  $K2, K3$   $U_{ВИХ} = -U$ .

Оскільки у разі послідовного з'єднання напруги окремих АІН складаються, отримуємо значення вихідної напруги фази БАІН  $U_{ВИХ} = \{0; \pm U; \pm 2U; \dots \pm nU\}$ , а загальну кількість рівнів у кривій фазної напруги (включаючи нульовий)

$$N = (2n + 1).$$

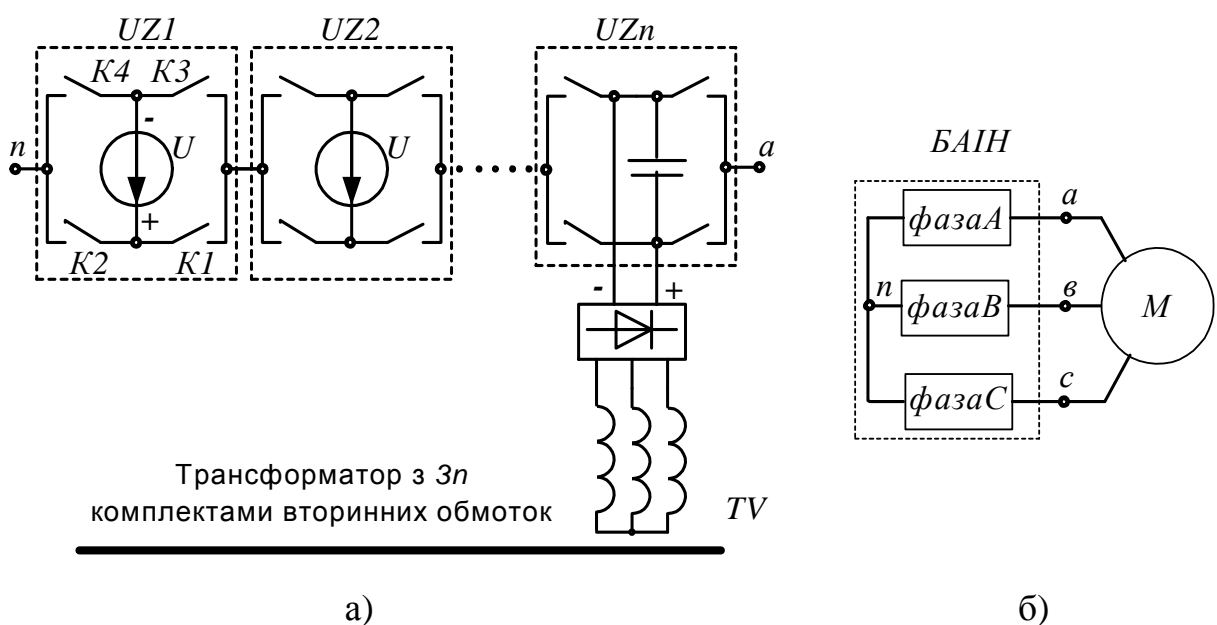


Рисунок 4.109 – Принцип реалізації силових кіл каскадного БАІН:  
а) структура окремої фази; б) з'єднання фаз

Кількість ключів на фазу БАІН  $\kappa=4n$ . Схема фази каскадного інвертора на IGBT транзисторах подана на рисунку 4.110.

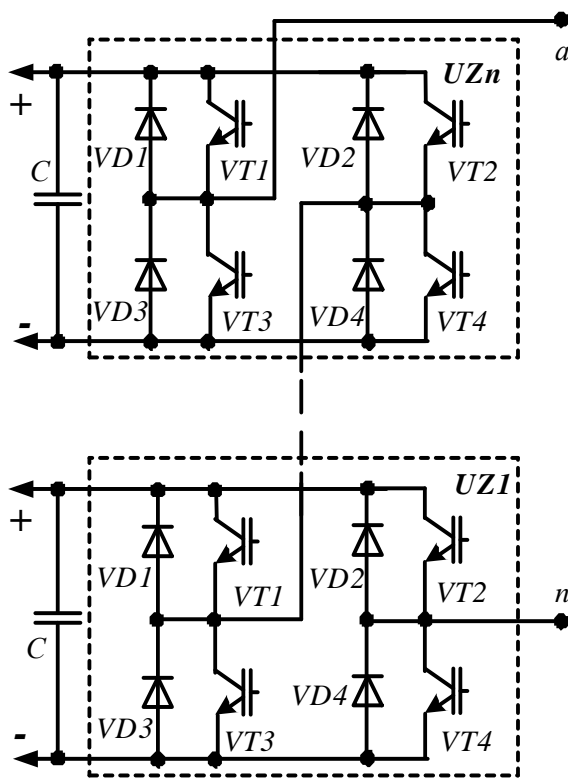


Рисунок 4.110 – Схема силових кіл фази каскадного БАІН

Принцип формування вихідної напруги фази БАІН, що містить три АІН, демонструє рисунок 4.111. Відзначимо, що для керування ключами використано принцип однополярної модуляції (п. 3.2.1.3) і напруга кожного АІН має три рівні  $+U$ ,  $0$ ,  $-U$ .

На рисунку 4.111 також показані комбінації ключів, що замикаються. При цьому зміна вихідної напруги окремого АІН досягається під час перемикавання лише одного ключа.

У схемі каскадного БАІН, як і у інших типів інверторів, можливо амплітудне регулювання вихідної напруги. Воно можливо як за рахунок змінювання кількості рівнів вихідної напруги, так і за рахунок змінювання тривалості кожного рівня при незмінній загальній кількості рівнів (звичайно у певних межах). Амплітуда першої гармоніки вихідної

$$\text{напруги АІН} \quad U_{m(1)} = U \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha\pi}{2},$$

де  $\alpha$  – відносна до  $\pi$  тривалість напівхвилі напруги АІН.

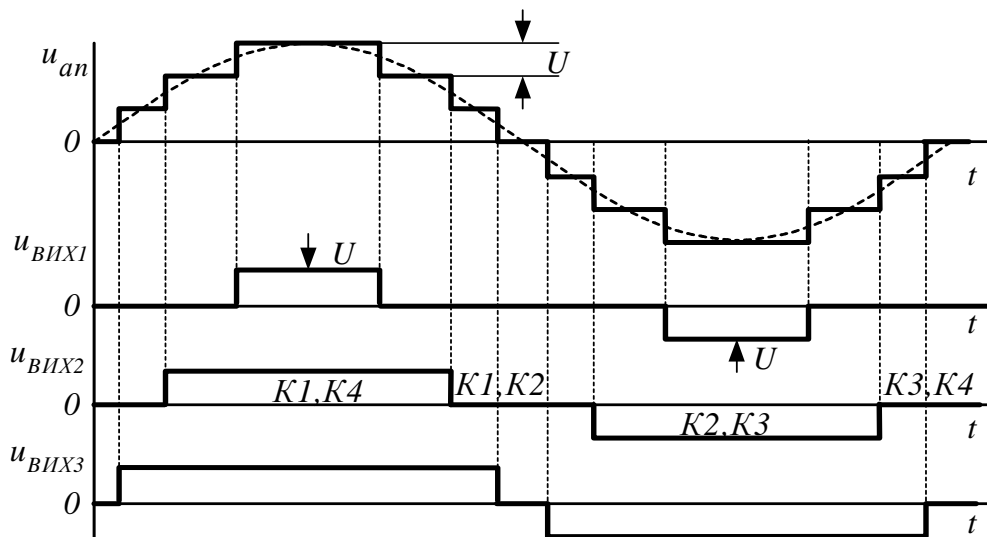


Рисунок 4.111– Формування вихідної напруги у фазі каскадного БАІН

За різної тривалості  $\alpha$  перші гармоніки напруги АІН1- АІН3 (рис. 4.111) також різні, у той час, як вихідний струм для всіх інверторів однаковий. Це означає, що активні потужності, які передаються АІН у навантаження



$P = (U_{m(1)} / \sqrt{2}) \cdot I_{(1)} \cdot \cos \varphi_{(1)}$ , те ж різні. Таким чином, різним буде і завантаження джерел АІН. Це обумовлює неефективність використання багатофазних схем випрямлення для придушення гармонік вхідного струму.

Отже у разі використанні багатофазних схем випрямлення доцільним є використання алгоритмів, що забезпечують однакове завантаження інверторів. З іншого боку, напруга ключів АІН за послідовного їхнього з'єднання в  $n$  разів менша. Це, зазвичай, в певній мірі знімає обмеження за частотою перемикавання ключів, хоча втрати енергії у силових колах бажано мати мінімальними і частота перемикань повинна бути мінімально можливою.

Виходячи з цього, для каскадних БАІН у разі використання ШІМ доцільним є: вибіркове формування із заданим гармонійним складом при обмеженій кількості імпульсів напруги в поєднанні зі зсувом напруги АІН за основною гармонікою (п. 4.3.2.2); багаторівнева ШІМ зі зсувом модулюючої напруги за фазою.

Принцип реалізації багаторівневої ШІМ для каскадного БАІН, що має три інвертори на фазу, ілюструє рисунок 4.112. Модулюючі напруги трикутної форми  $u_{TP1}$ ,  $u_{TP2}$ ,  $u_{TP3}$  симетричні відносно нуля і для різних АІН зсунуті за фазою на кут  $\theta = 2\pi/n$ , що становить  $T_M/n$  ( $T_M$  – період напруги  $u_{TP}$ ). Задана синусоїдальна напруга  $u_{ЗД}$  для максимальної вихідної напруги ( $\mu=1$ ) має амплітуду, що дорівнює амплітуді  $u_{TP}$ .

Робота окремого АІН (п. 4.2.4.2): у плечі  $A$  – ключ  $K1$  вмикається якщо  $u_{ЗД} > u_{TP}$  напруга  $u_{AN} = U$ , у плечі  $B$  порівняння здійснюється з напругою  $-u_{ЗД}$ , ключ  $K3$  вмикається якщо  $-u_{ЗД} > u_{TP}$  напруга  $u_{BN} = U$ . Вихідна напруга АІН  $u_I = u_{AN} - u_{BN}$  має три рівні і подвійну до  $u_{AN}$  частоту імпульсів. Про це свідчить її спектр (рис. 4.113, а) за частоти модуляції  $f_M = 600$  Гц і частоті вихідної напруги  $f = 50$  Гц. При цьому  $m_f = f_M/f = 600/50 = 12$ . У той же час маємо модуляційні гармоніки в смузі частот із центрами  $2m_f$ ,  $4m_f$ ,  $6m_f$ , ... Вихідні напруги інших АІН змінюються аналогічно із зсувом за фазою. Результируюча напруга фази  $u_{ФБАІН}$ , що є сумою напруги АІН1- АІН3 має 7 рівнів.

Завдяки зсуву модулюючої напруги імпульси вихідної напруги окремих інверторів також зсунуті між собою. При цьому модуляційні гармоніки напруги в смузі частот із центрами  $2m_f$ ,  $4m_f$ ,  $8m_f$ , ... утворюють симетричні трифазні системи (їх сума дорівнює нулю) і в результируючій напрузі фази  $u_{ФБАІН}$  відсутні. Про це свідчить спектр на рисунку 4.113, б, у якому присутні лише гармоніки в смузі частот із центрами  $6m_f$ ,  $12m_f$ , ..., що утворюють нульову послідовність (співпадають за фазами і складаються). Їх відносне значення залишилося тим же, як і у окремого АІН. Таким чином, еквівалентна частота модуляції для  $u_{ФБАІН}$  становить  $m_{f_{ЕКВ}} = 2 \cdot n \cdot m_f$ , у цьому випадку збільшилась у 6 разів.

У трифазній схемі каскадного БАІН при з'єднанні фаз навантаження за схемою «зірка» без нульового дроту гармонійний склад напруги на фазі навантаження покращується. Спектр на рисунку 4.113, в порівняно зі спектром на рисунку 4.113, б проріджений – у ньому відсутні модуляційні гармоніки, частота яких кратна трьом. Із використанням синусоїдальної ШІМ багаторівневному інвертору, як і дворівневному трифазному АІН (п. 4.2.5.1), властиве теж саме

обмеження у використанні напруги джерела постійного струму (з урахуванням їх кількості).

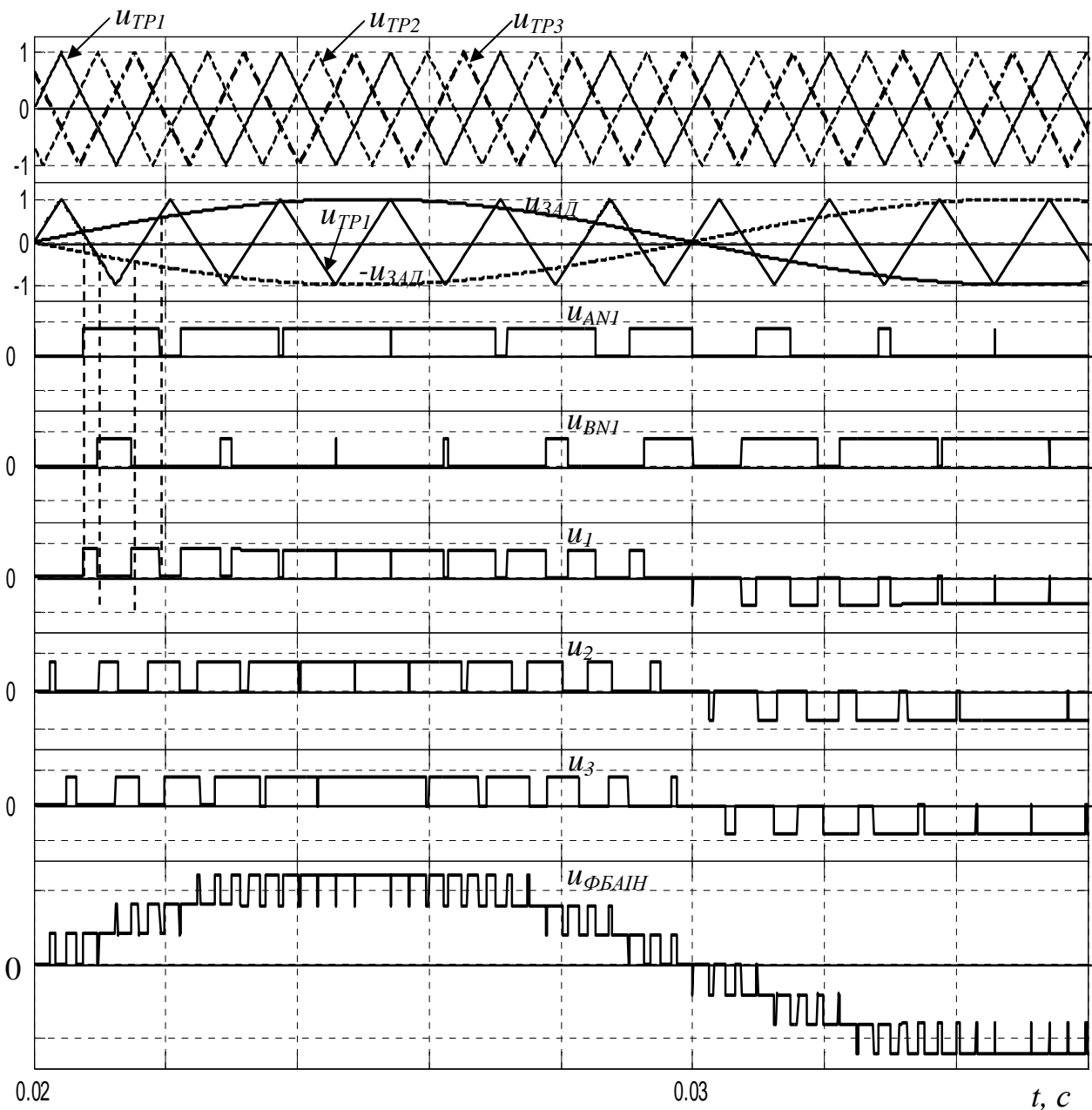


Рисунок 4.112 – Принцип формування вихідної напруги каскадного БАІН із використанням багаторівневої ШІМ ( $f_M=600$  Гц,  $\mu=1$ )

Так, при одному АІН на фазу значення амплітуди фазної напруги  $U_{\Phi m(1)}$  (за  $\mu=1$ ) дорівнює  $U$ , діюче значення  $U_{\Phi(1)} = U / \sqrt{2}$ , відповідно діюче значення лінійної напруги  $U_{Л(1)} = \sqrt{3}U / \sqrt{2} = 2 \cdot 0,612 \cdot U$ . При  $n$  АІН на фазу  $U_{Л(1)} = 2 \cdot n \cdot 0,612 \cdot U$ .

Для підвищення вихідної напруги використовується попередня модуляція напруги завдання 3-ю гармонікою, при цьому  $U_{Л(1)} = 2 \cdot n \cdot 0,707 \cdot U = \sqrt{2} \cdot n \cdot U$ .

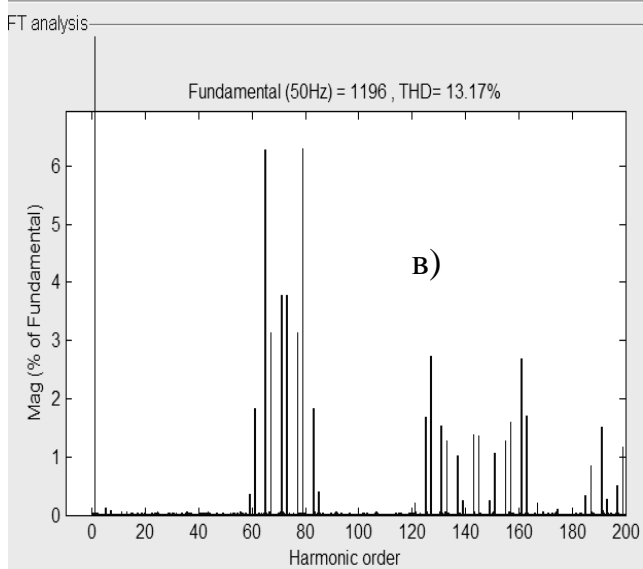
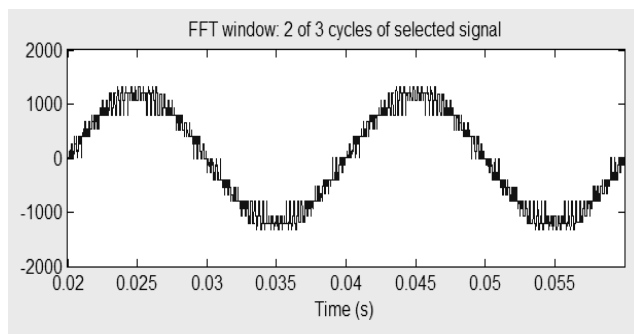
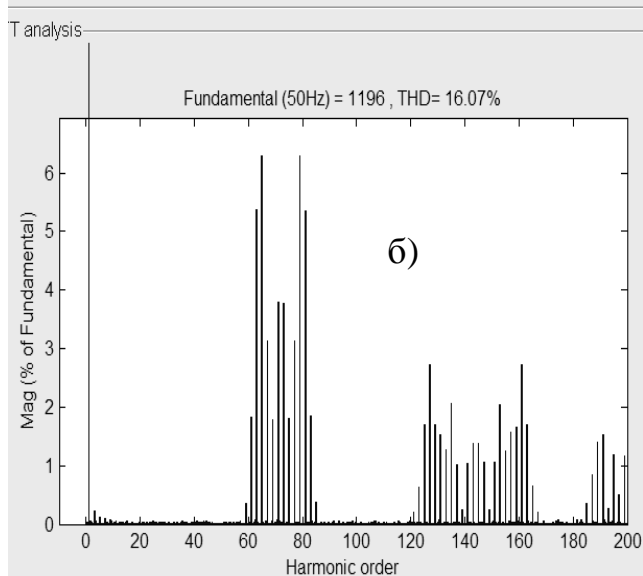
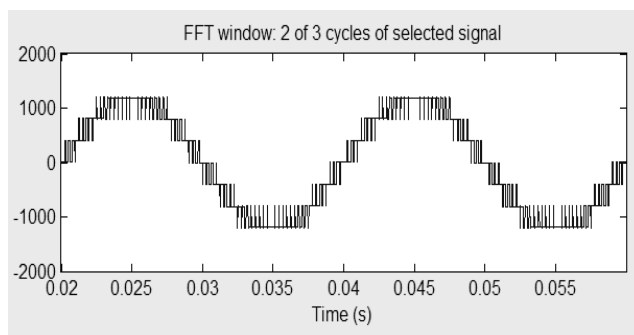
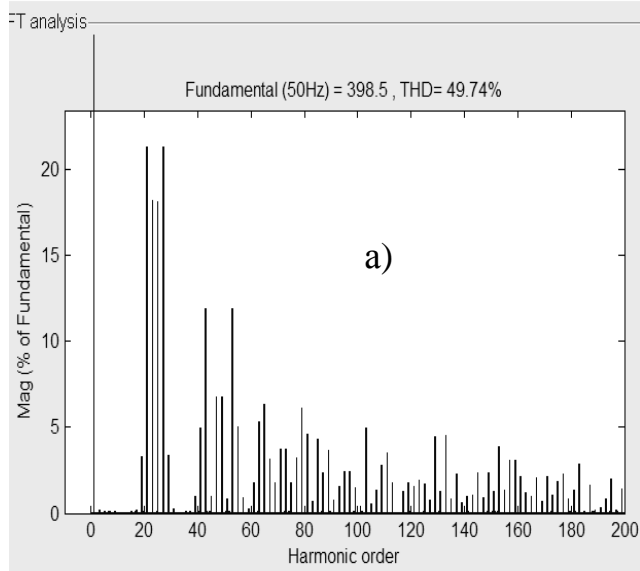
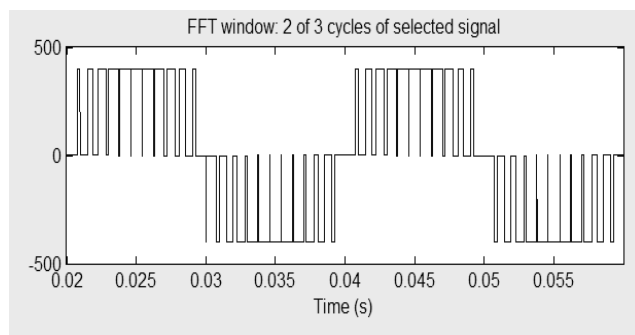


Рисунок 4.113 – Спектри напруги: окремого АІН (а), фази БАІН (б), фази навантаження (в)

Використання однофазного АІН, що живиться від випрямляча з ємнісним фільтром, обумовлює наявність низькочастотних складових струму на вході випрямляча (п. 4.2.4.2). Фаза низькочастотної гармоніки вхідного струму визначається фазою вихідного струму АІН і фазою напруги на вході випрямляча. У схемі трифазного БАІН струми у вихідних фазах зсунуті за фазою і утворюють симетричну трифазну систему. За однакової фази вхідної напруги це забезпечує можливість компенсації низькочастотних складових у результуючому вхідному струмі трьох випрямлячів – їхні низькочастотні гармоніки також утворюють симетричну трифазну систему, а їх сума дорівнює нулю.

Отже, побудова вхідних кіл каскадних МАІН у разі використання багатофазних схем випрямлення (БСВ) має особливості. Наприклад, за  $n=3$  і використанні трьох 18-фазних БСВ (див. п. 2.4) із однаковими вхідними напругами, АІН1÷АІН3 у вихідній фазі МАІН живляться від трьох випрямлячів, що утворюють БСВ. При цьому вхідна напруга випрямлячів АІН1а, АІН1в, АІН1с різних фаз буде однаковою (аналогічно для АІН2 і АІН3).

**Приклад 4.8.** Розрахувати параметри схеми трифазного каскадного БАІН із синусоїдальною багаторівневою ШІМ, що використано для живлення двигуна змінного струму  $P_{НОМ}=2$  МВт,  $U_{НОМ}=6$  кВ,  $\eta_{НОМ}=0,94$ ,  $\cos\varphi=0,93$ . Схема з'єднань обмотки статора «зірка». Напруга мережі 6 кВ.

**Розв'язання.** Номінальний струм двигуна

$$I_{НОМ} = I_{\Phi(1)} = \frac{P_{НОМ}}{\sqrt{3}U_{НОМ} \cos\varphi_{НОМ} \eta_{НОМ}} = \frac{2000000}{\sqrt{3} \cdot 6000 \cdot 0,93 \cdot 0,94} = 220,1 \text{ А.}$$

$$\text{Фазна напруга двигуна } U_{\Phi} = \frac{U_{НОМ}}{\sqrt{3}} = \frac{6000}{\sqrt{3}} = 3464 \text{ В.}$$

Кожна фаза схеми БАІН складається з  $n$  послідовно з'єднаних однофазних АІН, тобто  $U_{\Phi}=nU_{(1)}$  ( $U_{(1)}$  – діюче значення першої гармоніки вихідної напруги АІН). Визначимо кількість  $n$  АІН, вважаючи, що як ключі використано IGBT із класом за напругою 1700 В. Як правило, ключі обираються з подвійним запасом за напругою, тобто значення постійної напруги на вході АІН не перевищує  $U=1700/2=850$  В.

$$\text{За цього } U_{(1)} \text{ становить } U_{(1)} = \frac{U}{\sqrt{2}} = \frac{850}{\sqrt{2}} = 601 \text{ В. Кількість АІН}$$

$$n = \frac{U_{\Phi}}{U_{(1)}} = \frac{3464}{601} = 5,77. \text{ Приймаємо } n=6, \text{ тоді } U_{(1)} = \frac{U_{\Phi}}{n} = \frac{3464}{6} = 577,3 \text{ В і, відповідно, напруга на вході АІН } U = \sqrt{2}U_{(1)} = 577,3\sqrt{2} = 816,5 \text{ В.}$$

Постійна складова вхідного струму АІН згідно з (4.22) для  $\mu=1$

$$I_d = \frac{1}{\sqrt{2}} \mu \cdot I_{НОМ} \cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{2}} 220,1 \cdot 0,93 = 144,7 \text{ А.}$$

Напруга на вході АІН (на виході випрямляча з ємнісним фільтром) визначається амплітудою лінійної напруги відповідного комплексу вторинної обмотки трансформатора. Трансформатор має 6 груп вторинних обмоток, кожна з яких складається з трьох комплектів, що утворюють 18-фазне джерело (п. 2.3) і

живлять три АІН. Виконаємо розрахунок для комплексу обмоток, що з'єднаний за схемою «трикутник» (інші розраховуються згідно з п. 2.4). Діюче значення фазної напруги при цьому  $U_{2\phi} = U_{2Л} = \frac{U}{\sqrt{2}} = 577,3$  В. Коефіцієнт тра-

нсформації  $n = \frac{U_{1\phi}}{U_{2\phi}} = \frac{3464}{577,3} = 6$ . Завантаження ключів АІН за струмом і ємність конденсатора на вході АІН розраховуються аналогічно прикладу 4.4.

**Приклад 4.9.** Вибрати ключі і виконати розрахунок втрат потужності в них для каскадного БАІН за шести однофазних мостових АІН на фазу і використанні БШІМ із зсувом модулюючої напруги за фазою. Вихідна напруга БАІН  $U_{Л}=6000$  В за потужності  $S_{НОМ} = 2,2$  МВт і навантаженні – асинхронний двигун (АД) із  $I_{ЛН}=212$  А (амплітуда  $I_{Hm}=300$  А),  $\cos\varphi=0,9$ ,  $\eta=0,9$  при цьому потужність АД  $P_{НОМ}=1784$  кВт. Частота модуляції для окремого АІН 600 Гц.

**Розв'язання.** Амплітуда 1-ї гармоніки вихідної фазної напруги  $U_{\phi m(1)} = (U_{Л}/\sqrt{3})\sqrt{2} = 4898$  В. При синусоїдальній ШІМ і використанні для кожного АІН у фазі попередньої модуляції завдання 3-ю гармонікою ( $\mu=1,15$ )  $U_{\phi m(1)} = 1,15 \cdot 6 \cdot U = 6,9U$  ( $U$  - напруга на вході АІН). Звідси  $U = 4898/6,9 = 709,8$  В.

Отже, слід вибирати IGBT класу 1700 В. Оскільки  $I_{Hm}=300$  А можна використати IGBT типу SKM500GA174D (фірма Semikron),  $U_{CE}=1,7$  кВ,  $I_{C25^\circ(80^\circ)}=600(440)$  А,  $U_{CE(TO)}=1,6$  В,  $R_{CE}=3$  мОм,  $E_{tot}=(0,3+0,21)=0,51$  Дж (за  $U_{CE}=1200$  В,  $I_C=400$  А), зворотний діод  $U_{T(TO)}=1,3$  В,  $R_T=1,6$  мОм,  $E_{rr}=0,075$  Дж.

Використання модуляції завдання 3-ю гармонікою поряд із підвищенням напруги дозволяє зменшити кількість перемикачів ключів АІН і відповідні втрати енергії, тому більш важкий режим має місце при коефіцієнті модуляції за амплітудою  $\mu \leq 1$ . При однополярній синусоїдальній ШІМ середнє і діюче значення струмів транзистора і діода в схемі однофазного АІН (п. 4.2.4.2) за  $\mu=1$ :

$$I_{VTCP} = \frac{I_{HM}}{2\pi} \left(1 + \frac{\mu\pi}{4} \cos\varphi\right) = 0,272I_{Hm}, \quad I_{VDGP} = \frac{I_{HM}}{2\pi} \left(1 - \frac{\mu\pi}{4} \cos\varphi\right) = 0,047I_{Hm},$$

$$I_{VT} = \frac{I_{HM}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{1}{4} + \frac{2\mu}{3\pi} \cos\varphi\right)} = 0,47I_{Hm}, \quad I_{VD} = \frac{I_{HM}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{1}{4} - \frac{2\mu}{3\pi} \cos\varphi\right)} = 0,172I_{Hm}.$$

$$I_{VTCP} = 0,272I_{Hm} = 0,272 \cdot 300 = 81,6 \text{ А}, \quad I_{VDGP} = 0,047I_{Hm} = 14,1 \text{ А},$$

$$I_{VT} = 0,47I_{Hm} = 141 \text{ А}, \quad I_{VD} = 0,172I_{Hm} = 51,6 \text{ А}.$$

Втрати провідності транзистора IGBT, діода і загальні ключа

$$P_{VTCOND} = U_{CE(TO)} I_{VTCP} + I_{VT}^2 R_{CE} = 190,2 \text{ Вт},$$

$$P_{VDCOND} = U_{TO} I_{VDGP} + I_{VD}^2 R_D = 22,61 \text{ Вт}, \quad P_{COND} = 212,8 \text{ Вт}.$$

$$\text{Втрати перемикачів IGBT, діода } P_{SW} = f \cdot E_{tot} \cdot \left(\frac{I_{CP}}{I_{CT}}\right)^{K_I} \left(\frac{U}{U_{CT}}\right)^{K_V},$$

де  $I_{CT}$ ,  $U_{CT}$  – стандартні значення струму і напруги, за яких задані значення енергії втрат,  $K_I$ ,  $K_V$  – коефіцієнти апроксимації, що визначають залежність втрат енергії від фактичних значень струму і напруги (для IGBT  $K_I=1$ ,  $K_V=1,4$ ,

для діода  $K_I=K_V=0,6$ ). Середнє значення напівхвилі вихідного струму за синусоїдальної форми  $I_{CP} = \frac{I_{Hm}}{\pi}$ . З урахуванням цього одержуємо:

$$P_{VTSW} = f \cdot E_{tot} \cdot \left(\frac{I_{CP}}{I_{CT}}\right) \left(\frac{U}{U_{CT}}\right)^{1,4} = 600 \cdot 0,51 \cdot \left(\frac{300}{\pi 400}\right) \left(\frac{710}{1200}\right)^{1,4} = 34,96 \text{ Вт},$$

$$P_{VDSW} = f \cdot E_{tot} \cdot \left(\frac{I_{CP}}{I_{CT}}\right)^{0,6} \left(\frac{U}{U_{CT}}\right)^{0,6} = 600 \cdot 0,075 \cdot \left(\frac{300}{\pi 400}\right)^{0,6} \left(\frac{710}{1200}\right)^{0,6} = 13,9 \text{ Вт},$$

$P_{SW}=48,86$  Вт. Загальні втрати в ключі  $P_O=261,7$  Вт. Загальні втрати в ключах АІН на фазу і втрати в ключах інверторного блока БАІН  $P_{OF}=4nP_O=4 \cdot 6 \cdot 261,7=6280,8$  Вт,  $P_{BAIH}=3P_{OF}=3 \cdot 6280,8=18842,4$  Вт. Втрати перемикання  $P_{SWBAIH}$  складають 18,7 %.

#### 4.3.6 Каскадні схеми з паралельним з'єднанням інверторів

##### 4.3.6.1 Каскадні схеми з безпосереднім з'єднанням вихідних кіл інверторів

Паралельне з'єднання дворівневих АІН застосовується для підвищення вихідної потужності перетворювачів. Для обмеження зрівнювальних струмів, що обумовлені різницею миттєвих значень напруги інверторів їхні вихідні фази підключаються до виходу через реактори (рис. 4.114, а.). Вхідні кола інверторів живляться від спільного джерела постійного струму (рис. 4.114, а) або окремо. На рисунку 4.114, б подана спрощена схема однієї фази перетворювача при з'єднанні трьох дворівневих АІН, на рисунку 4.114, в, г схеми заміщення. При цьому ЕРС, що визначаються напругою плеч АІН ( $u_i$ ), з'єднані паралельно. Для дворівневих АІН напруга визначається відносно негативного виводу джерела, для БАІН (NPC) відносно середнього виводу джерела. Таким чином, напруга  $u_{AN}$  згідно за методом двох вузлів (опори кіл АІН однакові)

$$u_{AN} = \frac{\sum_{i=1}^m u_i}{m}, \quad (4.76)$$

де  $m$  – кількість АІН.

Керування ключами у плечах усіх АІН здійснюється однаково (один АІН є ведучим, інші ведені). Закон змінювання напруги АІН ідентичний і визначає загальну напругу на виході. Різниця миттєвих значень напруги інверторів, що обумовлена неідентичністю їх параметрів, незначна, отже індуктивність реакторів у вихідних колах теж незначна. Оскільки загальна вихідна напруга визначається сумою напруги всіх АІН для покращення гармонійного складу вихідної напруги (збільшення кількості рівнів вихідної напруги) можна використати той же метод, що і для каскадних БАІН (п. 4.3.2.4). При цьому напруга АІН формується методом ШІМ із зсувом модулюючої напруги за фазою на кут  $\frac{2\pi}{m}$ . Ос-

цилограма напруги на фазі навантаження  $u_{\phi H}$  при з'єднанні трьох дворівневих АІН подана на рисунку 4.115 при синусоїдальній ШІМ з коефіцієнтом модуляції за амплітудою  $\mu=1$  і частоті модуляції  $f_M=2$  кГц (кратність до основної гар-

моніки 50 Гц –  $m_f = f_M/f = 40$ ). При цьому для  $u_{\Phi H}$  THD=30 % (кількість рівнів 13), для окремого АІН  $u_{\Phi AIH}$  THD=68,4 % (кількість рівнів 5), тобто маємо суттєве покращення гармонійного складу вихідної напруги.

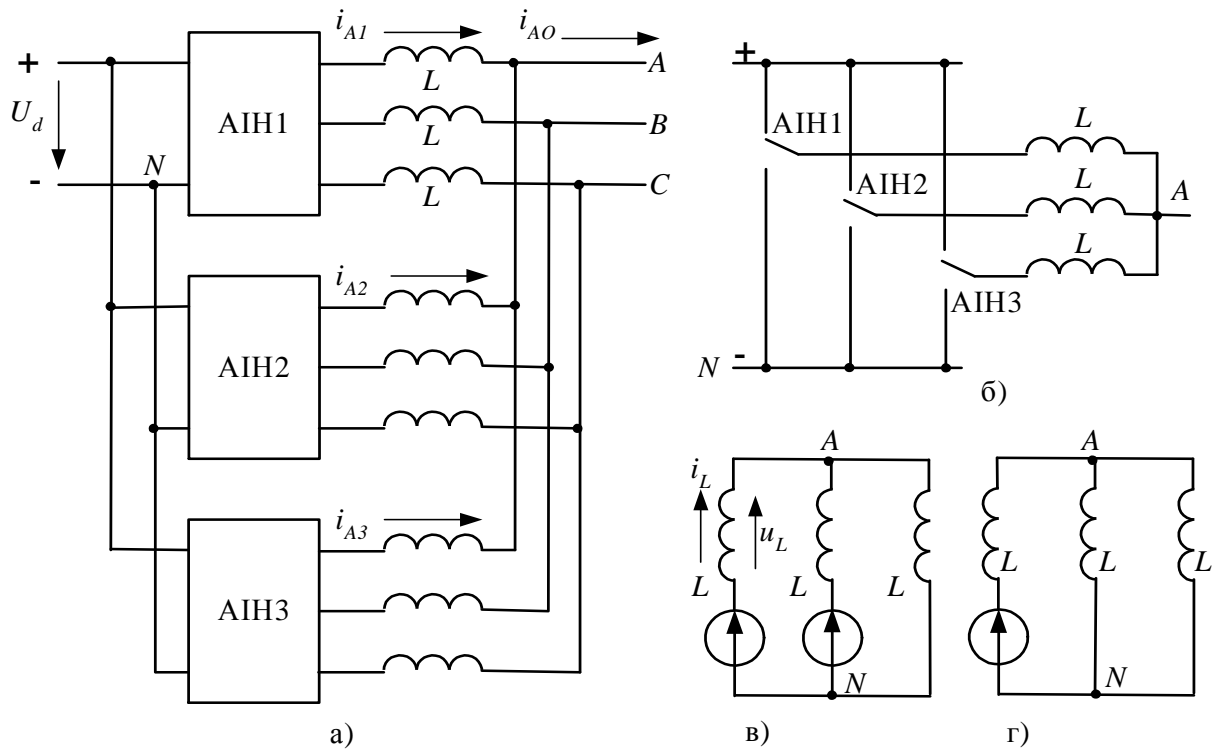


Рисунок 4.114 – Паралельне вмикання інверторів напруги:  
а) структурна схема; б) спрощена схема для одної фази;  
в), г) схеми заміщення на інтервалі модуляції

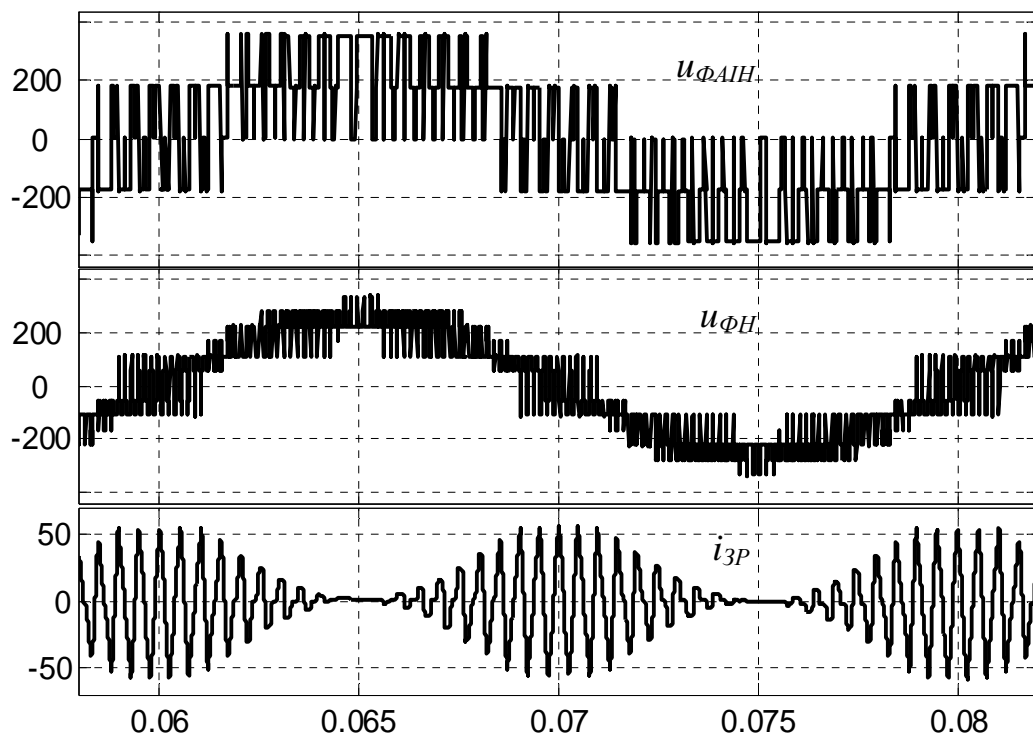
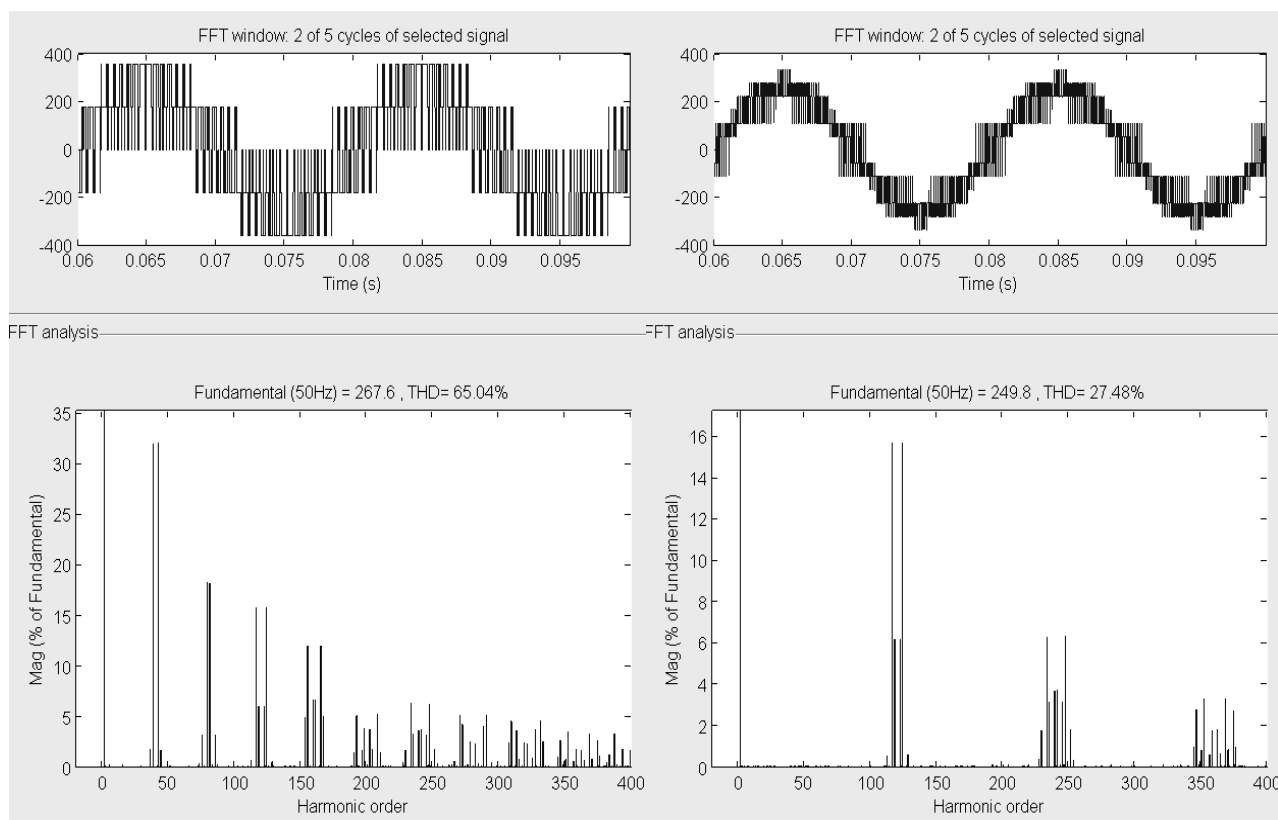


Рисунок 4.115 – Осцилограми напруги окремого АІН, результуючої напруги та зрівнювального струму у вихідній фазі АІН

Останнє обумовлено тим, що завдяки зсуву за фазою модуляційні складові напруги АІН  $u_{\phi AIN}$  (із частотами  $(m_f \pm j)$ ,  $(2m_f \pm j)$ ,  $(4m_f \pm j)$ ...) утворюють симетричну трифазну систему і у результуючій напрузі відсутні.

У спектрі результуючої напруги залишаються лише складові, що утворюють нульову послідовність (кратні трьом –  $(3m_f \pm j)$ ), про що свідчить спектр напруги на рисунку 4.116.

Зсув імпульсів напруги АІН за фазою призводить до появи зрівнювальних струмів між інверторами  $i_{3p}$ , що оминають коло навантаження. У спектрі зрівнювального струму присутні гармоніки, що обумовлені дією гармонік напруги АІН, які відсутні у результуючій напрузі. Їх значення не залежить від опору навантаження. Таким чином, визначення амплітуди цих струмів можна здійснити у режимі холостого ходу, коли навантаження відсутнє.



а)

б)

Рисунок 4.116 – Спектри напруги: а) фази АІН; б) результуючої напруги

**Розглянемо випадок, коли три АІН живляться від спільного джерела постійного струму.** При імпульсному характері напруги на реакторах можна вважати, що струм у них впродовж дії імпульсу змінюється за лінійним законом. У разі використання ШІМ імпульси напруги АІН мають коефіцієнт заповнення  $\gamma$ . Максимальна амплітуда пульсацій струму при використанні модулюючої напруги трикутної форми симетричної відносно нуля має місце при  $\gamma = 0,5$  (див. п. 3.2.1). Це відповідає часу, коли 1-ша гармоніка напруги плеча АІН (напруга завдання) близька до нуля (рис. 4.115). Тривалість імпульсу напруги АІН (вихід підключено до позитивного виводу джерела) при цьому становить



$\Delta t = T_M / 2 = 1 / (2 f_M)$  ( $T_M$  та  $f_M$  – відповідно, період та частота модуляції). Прирошення струму у реакторі з індуктивністю  $L$  за час  $\Delta t$  за напругою на ньому  $U_L$  становить  $\Delta I_{3P} = U_L / (2 \cdot f_M \cdot L)$ . Амплітуда пульсацій відносно нуля, відповідно, вдвічі менша

$$I_{3Pm} = U_L / (4 \cdot f_M \cdot L). \quad (4.77)$$

У разі з'єднання трьох АІН за рахунок зсуву імпульсів напруги АІН на третину  $T_M$  на інтервалі  $\Delta t$  (для першого АІН) виникають три стани, коли:

- виходи першого та другого АІН підключено до позитивного виводу джерела, а вихід третього до негативного (схема заміщення на рисунку 4.114, в);
- вихід першого АІН підключено до позитивного виводу джерела, а виходи третього та другого до негативного (схема заміщення на рисунку 4.114, г);
- виходи першого та третього АІН підключено до позитивного виводу джерела, а вихід другого до негативного (схема заміщення аналогічна рисунку 4.114, в).

Відповідні значення напруги на реакторі першого АІН становлять  $U_d/3$ ,  $2U_d/3$ ,  $U_d/3$  ( $U_d$  – напруга джерела). Середнє значення напруги на реакторі на інтервалі  $\Delta t$  становить

$$U_L = (4U_d) / 9. \quad (4.78)$$

Очевидно, що амплітуда пульсацій зрівнювального струму визначається частотою модуляції та індуктивністю реактора. Значення  $L$  обмежено падінням напруги  $\Delta U$  для першої гармоніки струму АІН, що не перевищує  $c = \Delta U / U_{\Phi(1)}$  ( $U_{\Phi(1)} = KU_d$  – перша гармоніка вихідної фазної напруги,  $K$  – коефіцієнт перетворення АІН за напругою) для максимального значення струму  $I_{MAX}$ . Отже,

$$L = \frac{c \cdot K \cdot U_d}{\omega \cdot I_{MAX}}, \quad (4.79)$$

де  $\omega$  – кутова частота першої гармоніки вихідної напруги АІН.

Значення частоти модуляції можна визначити за умови обмеження амплітуди пульсацій зрівнювального струму відносно амплітуди вихідного струму АІН ( $I_{MAXm} = \sqrt{2} I_{MAX}$ )  $I_{3P}^* = I_{3Pm} / I_{MAXm}$ . Згідно з (4.77), (4.78), (4.79) отримуємо

$$f_M = \frac{\omega}{9 \cdot c \cdot K \cdot \sqrt{2} \cdot I_{3P}^*}. \quad (4.80)$$

Для дворівневого АІН з попередньою модуляцією третьою гармонікою або за векторної ШІМ  $U_{Л(1)} = 0,707U_d$ , стосовно фазної напруги  $K = 0,707 / \sqrt{3} = 0,408$ . Якщо  $c = 0,05$  (5%) і значення  $I_{3P}^* = 0,1$  (10 %) значення частоти модуляції становить  $f_M = 12095$  Гц (за частоти вихідної напруги 50 Гц).

**При з'єднанні двох дворівневих АІН** зсув модулючої напруги АІН становить  $\pi$ . При цьому на інтервалі  $\Delta t$  вихід першого АІН підключено до позити-

вного виводу джерела, а вихід другого до негативного, відповідно  $U_L = U_d / 2$  і значення  $f_M = \frac{\omega}{8 \cdot c \cdot K \cdot \sqrt{2} \cdot I_{3P}^*}$  дещо вище. Гірше і гармонійний склад результуючої напруги – для  $u_{\Phi H}$  THD = 40 %.

**При з'єднанні трьох трирівневих АІН** для інтервалу  $\Delta t$ , що відповідає максимальній амплітуді пульсацій (при використанні модулюючої напруги трикутної форми, яка зміщена відносно нуля, значенню  $\gamma = 0,5$  відповідає 1/2 амплітуди завдання) отримуємо такі ж стани схеми і значення напруги на реакторі. Проте значення  $K$  вдвічі більше, і при тій же вихідній напрузі значення  $f_M$  вдвічі менше (за  $c=0,05$  і  $I_{3P}^* = 0,1$ ).

За тієї самої частоти модуляції можна зменшити амплітуду пульсацій струму або індуктивність реактора. Суттєво покращується і гармонійний склад вихідної напруги. Осцилограма вихідної напруги на фазі окремого трирівневого АІН та результуючої напруги при з'єднанні трьох трирівневих АІН подана на рисунку 4.117 за синусоїдальної ШІМ з коефіцієнтом модуляції за амплітудою  $\mu=1$  і частотою модуляції 2 кГц. При цьому для результуючої напруги THD=11,5 % (кількість рівнів 25), для окремого АІН THD = 27,5 % (кількість рівнів 9).

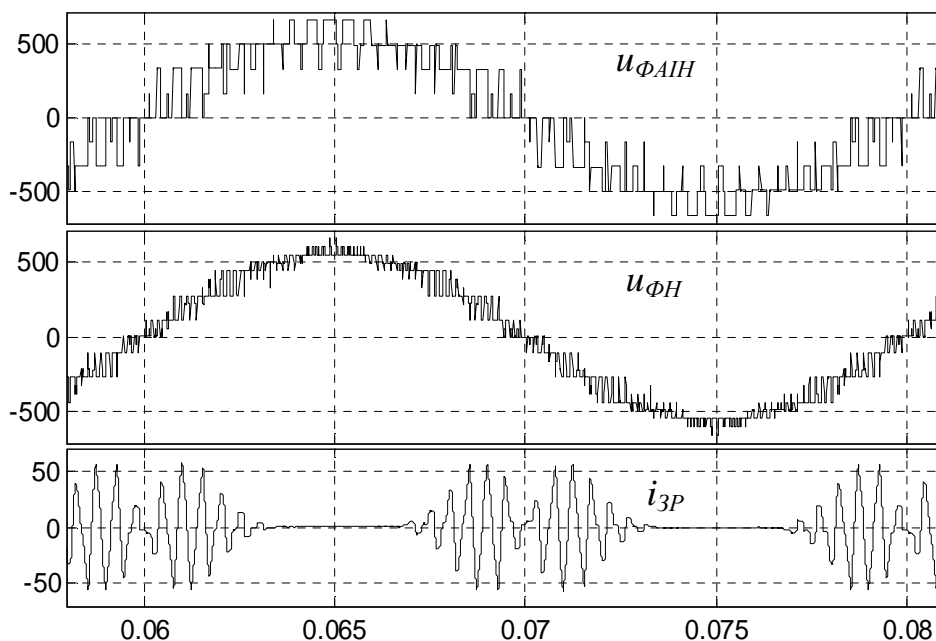


Рисунок 4.117 – Осцилограми напруги окремого АІН, результуючої напруги та зрівнювального струму у вихідній фазі

**Живлення трьох АІН від окремих ізольованих джерел постійного струму**  
Напруга, що формується фазами АІН утворює симетричну трифазну систему і може розглядатися відносно певної нейтральної точки (при симетричному навантаженні співпадає з його нейтраллю), тобто напруга фази навантаження ви-

значається як сума фазної напруги окремих АІН  $u_{\Phi H} = \frac{\sum_{i=1}^m u_{\Phi i}}{m}$ . При цьому в ній

присутні основна гармоніка та модуляційні складові, кратність частоти яких  $(3m_f \pm j)$ . Інші модуляційні складові з частотами  $(m_f \pm j)$ ,  $(2m_f \pm j)$ ,  $(4m_f \pm j)$ , ... виділяються на реакторі. Таким чином, струм вихідного реактора  $i_L = \frac{u_{\Phi i} - u_{\Phi H}}{X_L}$  по-

ряд із основною (першою) гармонікою містить відповідні модуляційні складові, що визначають зрівнювальний струм. Він не залежить від навантаження і визначається спектром напруги АІН. Амплітуда гармонік визначається коефіцієнтом модуляції за амплітудою  $\mu$ . Так, згідно з рисунком 4.116, а амплітуда 38-ї  $(m_f - 2)$  гармоніки напруги становить  $g = 32$  % відносно основної гармоніки. Із зменшенням  $\mu$  її амплітуда дещо збільшується, так за  $\mu=0,5$  амплітуда 38-ї гармоніки становить 19 %.

Відповідне значення амплітуди гармоніки зрівнювального струму становить

$$I_{m(k)} = \frac{g \cdot U_{m(1)}}{k \cdot \omega \cdot L},$$

де  $k$  – порядок гармоніки.

Якщо визначити  $L$  згідно з (4.79), відносно до амплітуди струму основної гармоніки струму АІН ( $I_{mMAX}$ )  $I_{m(k)}^* = \frac{g}{k \cdot c}$ . Оскільки амплітуда 42-ї гармоніки напруги приблизно така ж (79-ю та 81-ю гармоніками, напруга яких 18 % за вдвічі більшою частотою – нехтуємо), можна прийняти значення відносної амплітуди зрівнювального струму

$$I_{3p}^* = 2 \frac{g}{k \cdot c}. \quad (4.81)$$

Якщо  $c=0,05$  (5 %) і значення  $I_{3p}^*=0,1$  (10 %) значення частоти модуляції становить  $f_M=50k=6400$  Гц (за частоти вихідної напруги 50 Гц). Порівняно із використанням спільного джерела частота майже в двічі менша.

Ще кращі показники мають місце у разі використання трирівневих АІН з окремими джерелами постійного струму. Спектр напруги фази трирівневого АІН за  $f_M=2000$  Гц подано на рисунку 4.118. При цьому амплітуда 35-ї (45-ї) гармоніки становить 10,5 %, амплітуда 39-ї (49-ї) гармоніки становить 7,5 %, амплітуда 33-ї (47-ї) гармоніки становить 3,5 %. У першому наближенні (нехтуємо фазами гармонік) маємо значення  $g=0,215$  (результуюча

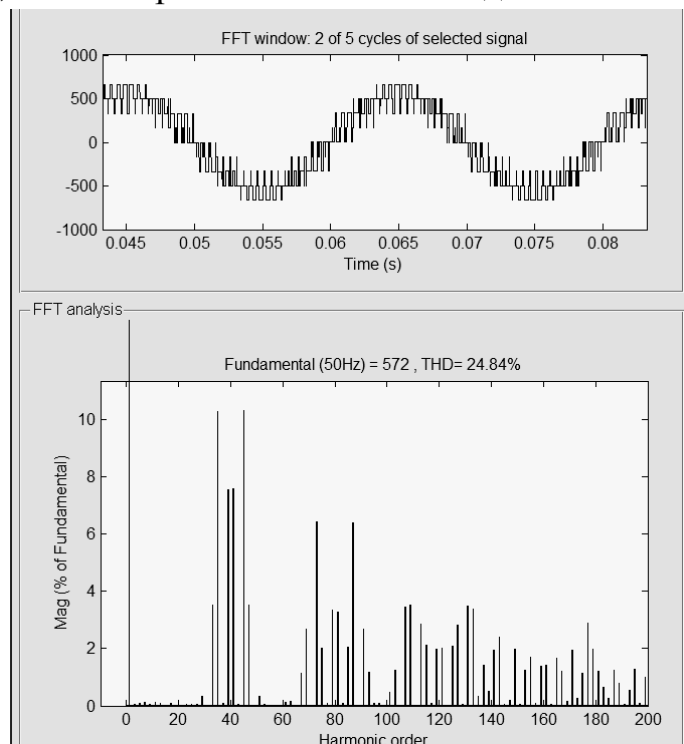


Рисунок 4.118 – Спектри напруги фази трирівневого АІН

Таким чином, при паралельному з'єднанні АІН і однаковому гармонійному складі вихідної напруги кращі показники досягаються, якщо АІН отримують живлення від окремих ізольованих джерел постійного струму. Це має місце, наприклад, у разі використання багатофазних схем випрямлення, що забезпечує відповідний стандартам гармонійний склад струму, який споживається з мережі живлення змінного струму. Більш ефективним також є використання трирівневих АІН як для покращення якості вихідної напруги, так і для зменшення індуктивності реакторів.

Розглянуті вище рішення можна використовувати при безпосередньому підключенні двигуна змінного струму, або при наявності проміжного підвищуючого трансформатора (наприклад, у схемі двотрансформаторного перетворювача частоти - п. 6.1.1). Наявність проміжного трансформатора, що підвищує, характерна і для енергетичних пристроїв, наприклад, вітроенергетичної установки з низьковольтними генераторами. Стабілізація і регулювання напруги здійснюється в ланці постійного струму з подальшим перетворенням у змінний струм за допомогою АІН на вході підвищуючого трансформатора. Використання каскадного БАІН з паралельним включенням трирівневих АІН (ТАІН) також забезпечує функціонування системи при відключенні одного з інверторів. Крім того, потужність ділиться між ТАІН, що дозволяє уникнути паралельного з'єднання ключів ТАІН при одночасному поліпшенні якості вихідної напруги.

Особливість даного рішення в тому, що передбачається одночасна (паралельна) робота декількох ( $n$ ) інверторів на загальний трансформатор при вико-

ристанні  $n$  незалежних комплектів первинних обмоток. Для аналізу принципу реалізації БАІН використовуємо схему заміщення (рис. 4.120) із спільним контуром намагнічування  $Z_0$ . Магніторушійні сили (МРС) ідентичних обмоток, що розміщені на одному стрижні осердя трансформатора, підсумовуються - тобто  $i_{a1} + i_{a2} + i_{a3} = i_2^1 + i_0$ .

ЕРС  $e_a$  створюється спільною дією фазної напруги всіх інверторів. Представимо фази ТАІН як джерела ЕРС  $e_{ai}=u_{ai}$ . Напруга в контурі, що намагнічує, відповідно до методу вузлової напруги

$$u_0 = \frac{\underline{\gamma}_1 u_{a1} + \underline{\gamma}_2 u_{a2} + \dots + \underline{\gamma}_n u_{an}}{\underline{\gamma}_1 + \underline{\gamma}_2 + \dots + \underline{\gamma}_n + \underline{\gamma}_0 + \underline{\gamma}_{2H}}, \quad (4.82)$$

де  $\underline{\gamma} = \underline{\gamma}_1 = \underline{\gamma}_2 = \underline{\gamma}_n = \frac{1}{R_1 + jX_1}$  - провідність фази первинної обмотки

$\underline{\gamma}_0 = \frac{1}{Z_0}$  - провідність контуру, що

намагнічує,

$\underline{\gamma}_{2H} = \frac{1}{R_2^1 + jX_2^1 + Z_H}$  - провідність вихідного кола.

Приведемо параметри обмоток до первинної обмотки, тоді для вихідної обмотки  $X_2^1 = n^2 X_2$  ( $n = U_1/U_2$ ). Виходимо з даних дослідів КЗ, коли коротке замикання має місце для всіх первинних обмоток. Тоді

$$Z_k = \frac{u_k U_{2НОМ}}{I_{2НОМ}} = \frac{u_k U_{1НОМ}}{I_{1НОМ}},$$

еквівалентний опір первинних обмоток  $Z_{1\varnothing} = Z_1/n$ . Приймаємо, що  $Z_{1\varnothing} = Z_2^1 = Z_k/2$ , тоді опір первинної обмотки  $Z_1 = nZ_2^1$ . Із урахуванням цього  $\gamma_2 = n\gamma$ . Якщо нехтувати  $\gamma_0$ , отримуємо

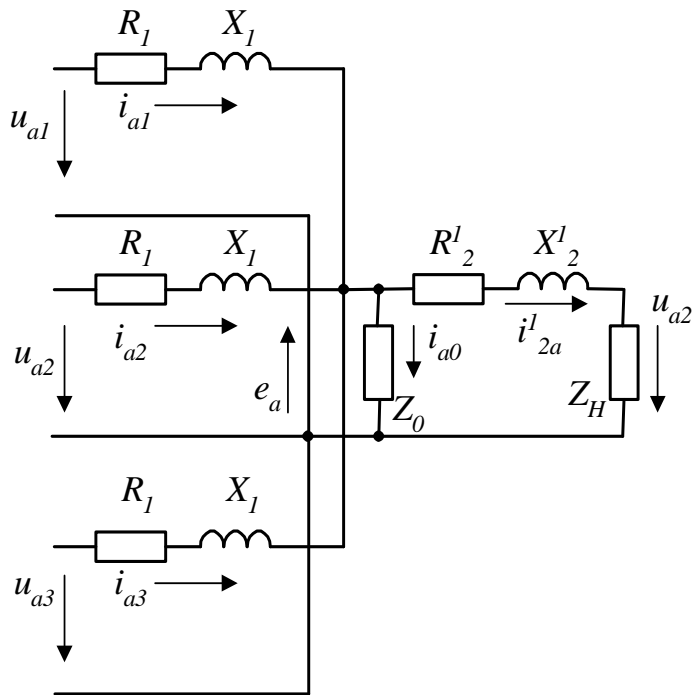


Рисунок 4.120 – Схема заміщення фази підсумовуючого трансформатора

$$u_0 = \frac{\underline{\gamma}(u_{a1} + u_{a2} + \dots + u_{an})}{n\underline{\gamma} + \frac{1}{\frac{1}{n\underline{\gamma}} + Z_H}} = \frac{\underline{\gamma}(u_{a1} + u_{a2} + \dots + u_{an})}{\underline{\gamma}n(1 + \frac{1}{1 + n\underline{\gamma}Z_H})} = \frac{(u_{a1} + u_{a2} + \dots + u_{an})}{n(1 + \frac{1}{1 + \frac{2Z_H}{Z_k}})}. \quad (4.83)$$

Розглянемо трансформатор з  $u_k=10\%$ , при цьому для номінального навантаження  $\frac{Z_H}{Z_k}$  складе приблизно 9. Тоді при  $n = 2$  отримуємо  $u_0 = \frac{(u_{a1} + u_{a2})}{2,105}$  (для першої гармоніки  $U_{0(1)}=0,95U_{(1)}$ ).

$$\text{У режимі холостого ходу } u_0 = \frac{(u_{a1} + u_{a2})}{2}.$$

Із (4.83) витікає, що напруга в контурі, що намагнічує, і, відповідно, на виході трансформатора визначається сумою вихідної фазної напруги ТАІН, як і в каскадних МПЧ із послідовним з'єднанням інверторів. За використання синусоїдальної ШІМ із достатньо високою частотою  $f_M$  модулюючої напруги спектр вихідної напруги ТАІН містить основну (першу –  $f$ ) і вищі гармоніки в смузі частот із центрами, кратними частоті модуляції  $m_f=f_M/f$ ,  $2m_f$ ,  $3m_f$  і т.д. Використання трансформатора, що підсумовує, передбачає максимальне послаблення у вихідному струмі ТАІН постійної і низькочастотних гармонік, що може бути досягнуте за повної симетрії позитивної і негативної півхвиль вихідної напруги фаз ТАІН і використанням високої  $f_M$ .

Для поліпшення гармонійного складу  $u_0$  за однакової напруги завдання різних ТАІН доцільно використовувати для них зсув модулюючої напруги за фазою на кут  $\gamma = \frac{2\pi}{n}$ . При двох ТАІН  $\gamma = \pi$ . Вищі гармоніки напруги ТАІН у смузі частот із центрами, кратність яких непарна, змінюються в протифазі, і відсутні у вихідній напрузі трансформатора. У той же час, останні гармоніки підсумовуються, але їх відносне значення залишається незмінним. Таким чином, ТНД знижується практично удвічі, а еквівалентна частота модуляції подвоюється. Кількість рівнів у результуючій напрузі  $u_0$  при цьому  $N=17$ .

$$\text{Струм у первинній обмотці трансформатора } i_1 = \frac{u_{a1} - u_0}{Z_1}.$$

$$\text{Гармоніки струму } I_{1(k)} = \frac{U_{a1(k)} - U_{0(k)}}{\sqrt{(R_1)^2 + (kX_1)^2}}.$$

Таким чином, струм первинної обмотки містить основну і вищі гармоніки в смузі частот із центрами, кратність частот яких непарна (в  $u_0$  вони відсутні). Вищі гармоніки струму первинних обмоток змінюються в протифазі, і у вихідному струмі відсутні. Струм, обумовлений дією цих гармонік за аналогією з паралельним з'єднанням АІН, назовемо зрівняльним. Значення зрівняльного струму практично не залежить від навантаження. У струмі, що намагнічує, і струмі вторинної обмотки високочастотні складові мінімальні, і не здійснюють істотного впливу на потужність втрат у сталі. У той же час, наявність високочастотних складових струму первинних обмоток обумовлює збільшення діючого значення струму і втрат енергії на нагрівання обмоток, інший чинник збільшення втрат – витіснення струму на поверхню провідників високочастотними складовими. Амплітуди високочастотних гармонік струму визначаються частотою модуляції  $f_M$  і індуктивністю первинної обмотки  $L_1$ .

Гармоніка струму первинної обмотки з кратністю  $k$  (активним опором об-

мотки нехтуємо)

$$I_{(k)} = \frac{U_{(k)} U_{(1)}}{\frac{n Z_k}{2} k},$$

де  $U_{(1)}$  – діюче значення першої гармоніки,  $U_{(k)}$  – відносне значення гармоніки напруги фази з кратністю  $k$ .

$$\text{Відповідно до визначення досвіду КЗ } I_{1НОМ} = \frac{u_k U_{(1)}}{Z_k}.$$

За одночасного включення всіх обмоток струм однієї первинної обмотки

$$I_{1НОМ}^1 = \frac{I_{1НОМ}}{n} = \frac{u_k U_{(1)}}{n Z_k}.$$

Відносне значення найбільшої гармоніки струму:

$$i_{(k)} = \frac{I_{(k)}}{I_{1НОМ}^1} = \frac{2U_{(k)}}{k \cdot u_k}.$$

У спектрі напруги фази ТАІН (рис. 4.118) за частоти модуляції  $f_M=2000$  Гц найбільшими є гармоніки в смузі частот із центром  $m_f=40$  – максимальне значення складає  $U_{(35)}=U_{(45)}=10,5$  % від першої гармоніки  $U_{(1)}$  (у тій же смузі частот (рис. 4.118) маємо амплітуди гармонік напруги  $U_{(39)}=U_{(41)}=7,5$  % і  $U_{(33)}=U_{(47)}=3,5$  %). Обмеження значення найбільшої гармоніки струму на рівні 10 % досягається вже за  $u_k=6$  %.

Для ефективного придушення зрівнювального струму без підвищення  $u_k$  слід підвищувати значення  $f_M$  в три і більше разів.

#### *Каскадні схеми з послідовним з'єднанням інверторів за колом постійного струму при загальному джерелі живлення*

У вітроенергетиці для генераторів середньої напруги (3,3-10 кВ) з постійними магнітами та випрямлячем доцільно використання  $n$  низьковольтних АІН, що за колом постійного струму з'єднані послідовно. Кожний АІН має у колі постійного струму підвищуючий імпульсний перетворювач для стабілізації напруги. Вихідні кола АІН мають реактори і через окремі двохобмоткові або підсумовуючі трансформатори підключено до мережі змінного струму. При цьому використовуються принципи, що розглянуто вище. Це рішення при потужностях у декілька МВт за рахунок підвищення напруги генератора дозволяє значно зменшити струм, що спрощує передавання енергії до перетворювача.

#### 4.3.7 Асиметричні каскадні схеми багаторівневих інверторів

Згідно зі стандартами [5] значення THD вихідної напруги інвертора повинно не перевищувати 8 %, що за використанням ШІМ у каскадних схемах відповідно (п. 4.3.2.4) досягається за  $A \geq 6$ , тобто при 6 АІН у вихідній фазі БАІН. Трифазний БАІН при цьому має 18 АІН з ізольованими джерелами живлення, що тягне за собою значні втрати енергії в силових колах.

Покращити показники БАІН при зменшенні кількості ключів на рівень вихідної напруги, спрощенні вхідних кіл і зниженні втрат енергії дозволяє принцип асиметрії. Принцип асиметрії [39] передбачає використання в схемі БАІН АІН із різною напругою джерел постійного струму (ДПС), що кратна мінімальній напрузі, відносно значення якої приймаємо  $U_1=1$  (у подальшому використовуються відносні значення напруги – відносні одиниці в.о.).

Початкова умова – формування напруги фази  $u_{\Phi \text{БАІН}}$  у вигляді східчастої кривої з постійним кроком квантування, що дорівнює 1. При цьому напруга

$$u_{\Phi \text{БАІН}}(t) = \sum_{j=1}^n u_j(t), \text{ де } u_j(t) - \text{напруга відповідного АІН, } n - \text{кількість АІН. Кіль-}$$

кість рівнів напруги  $u_{\Phi \text{БАІН}}$  за максимального її значення  $N=1+2s_n$ , де  $s_n = \sum_{j=1}^n U_j$

– сума відносних значень напруги ДПС. Кратність напруги ДПС може бути будь-якою, але є і обмеження. Граничне значення напруги ДПС АІН  $U_n = 2s_{n-1} + 1$ .

За мінімальної кількості АІН на фазу  $n=2$  вибір кратності обмежений значеннями  $U_1:U_2=(1:1; 1:2; 1:3)$ , які є базовими у разі збільшення  $n$ .

Можливі кратності напруги за  $n=3$ :  $U_1:U_2:U_3=1:1:\{1, 2, 3, \dots, 5\}$ ,  $N_{\max}=15$ ;  $U_1:U_2:U_3=1:2:\{1, 2, 3, \dots, 7\}$ ,  $N_{\max}=21$ ;  $U_1:U_2:U_3=1:3:\{1, 2, 3, \dots, 9\}$ ,  $N_{\max}=27$ .

Кратність напруги за  $n=4$  (виходимо з граничного для  $n=3$  значення напруги):  $U_1:U_2:U_3:U_4=1:1:5:\{1, 2, 3, \dots, 15\}$ ,  $N_{\max}=45$ ;  $U_1:U_2:U_3:U_4=1:2:7:\{1, 2, 3, \dots, 21\}$ ,  $N_{\max}=63$ ;  $U_1:U_2:U_3:U_4=1:3:9:\{1, 2, 3, \dots, 27\}$ ,  $N_{\max}=81$ .

Логіка визначення кратності зберігається і за більших значеннях  $n$ .

Асиметрія напруги дозволяє перенести навантаження на ДПС з більшою напругою, кількість перемикачів АІН із збільшенням напруги знижується.

Аналіз почнемо з аналізу базових кратностей (при  $n=2$ ).

Кратність 1:1. Ніяких проблем не виникає за використанням багаторівневої ШІМ із зсувом модулючої напруги за фазою або вибіркового формуванні із заданим гармонійним складом із зсувом за основною гармонікою (п. 4.3.2.2).

Кратність 1:2. Виходимо з того, що використовується квантування заданої синусоїди  $u_{3\text{АД}}=A\sin\theta$  за рівнем з відпрацюванням похибки методом ШІМ АІН1 з мінімальною напругою. При  $u_{3\text{АД}} = A\sin\theta > U_{\text{KB2}} = \sum_{j=1}^{n-1} U_j = s_{n-1} = 1$  ( $A \leq 3$ )

включається АІН2, його напруга  $u_2$  має прямокутну форму (рис. 4.121). Завантаження ДПС визначається активною потужністю відповідного АІН, тобто 1-ю гармонікою його вихідної напруги  $U_{m(1)} = \frac{4U_n}{\pi} \cos[\sin^{-1}(\frac{s_{n-1}}{A})]$ . Різниця напруги



$u_1 = u_{3AD} - u_2$  відпрацьовується АІН1 методом ШІМ. На інтервалі значень  $A$  (1,11, 2,35)  $U_{m2(1)}$  більше  $A$  (рис. 4.122), тобто активна потужність, що передається АІН2 у навантаження більше, ніж потребується, її надлишок ( $\Delta P$ ) повертається в мережу АІН1 і його джерело постійного струму (ДПС) повинно мати двобічну провідність. Таким чином, має місце даремна циркуляція енергії ( $\Delta P$ ) між АІН і їхніми вхідними колами і, відповідно, додаткові втрати енергії.

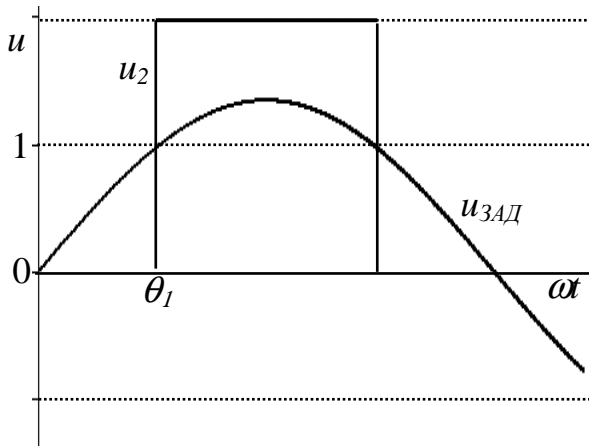


Рисунок 4.121 – Формування напруги за кратності 1:2

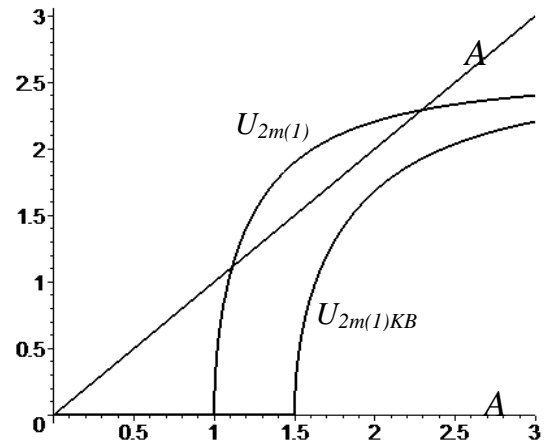


Рисунок 4.122 – Завантаження АІН за кратності 1:2

Зміну режиму АІН1 можна виключити:

а) використанням на другому рівні напруги фази БАІН ШІМ для обох АІН, АІН2 відпрацьовує методом ШІМ напругу  $A \sin \theta - 1$ , напруга АІН1 доповнює напругу  $u_{\Phi \text{БАІН}}$  до 1 на інтервалах, де напруга АІН2 дорівнює нулю і її полярність завжди співпадає з полярністю напруги  $u_{3AD}$ . Однак це підвищує втрати енергії на перемикання ключів і є неефективним;

б) використанням квантування за рівнем ( $U_{m2(1)KB}$  на рис. 4.122), коли напруга АІН1  $u_1 = 1$  при  $|u_{3AD}| > U_{KB1} = 0,5, 2,5$ , а  $u_2 = 2$  за  $|u_{3AD}| > U_{KB2} = 1,5$ .

За кратності напруги  $U_2:U_1=3:1$  застосування ШІМ і квантування не виключає циркуляцію енергії, оскільки для отримання другого рівня напруги  $u_{\Phi \text{БАІН}}$  полярність напруги АІН1 протилежна полярності напруги  $u_{3AD}$ .

За трьох АІН на фазу збільшення напруги АІН3  $U_n$  при незмінному  $U_{KB} = \sum_{j=1}^{n-1} U_j = s_{n-1}$  призводить до збільшення амплітуди її першої гармоніки  $U_{m(1)}$  і в процес циркуляції енергії поряд із АІН1 і АІН3 залучається ДПС і другого АІН2. Це можна виключити, якщо

$$U_{m(1)} = \frac{4U_n}{\pi} \cos\left[\sin^{-1}\left(\frac{s_{n-1} + 0,5}{\mu s_n}\right)\right] - \mu s_n \leq 1, \quad (4.84)$$

де  $s_n = s_{n-1} + U_n$ .

Умова (4.84) виконується, якщо  $U_n = s_{n-1} + 2$ . З урахуванням цього ряд граничних кратностей 1:1:4, 1:2:5, 1:3:6.

Питання виключення циркуляції енергії може бути вирішено різними методами, проте існують і інші проблеми:

- За однакового вихідного струму АІН збільшення напруги ДПС причиняє пропорційне збільшення потужності і, відповідно, складових струму первинної обмотки трансформатора, що визначаються цим ДПС. Це робить неефективним використання багатофазних схем випрямлення (БСВ) для АІН у фазі асиметричного каскадного БАІН. Використання БСВ ефективно тільки при міжфазній компенсації вищих гармонік, для АІН у фазах БАІН одного рівня напруги. Однак при цьому має місце лише часткова компенсація низькочастотних гармонік (п. 4.2.4.2);

- Використання високовольтних ключів з підвищеними втратами енергії припускає мінімальну кількість їх перемикачів.

Проблемним для виготовників є питання використання в одному пристрої напівпровідникових приладів різного класу напруги, що характерно при використанні кратності напруги 1:2:3, 1:2:4 і т.п..

Розглянемо, як вирішуються ці питання для кратності 1:1:4, коли використовуються тільки дві напруги та типа ключів. За кількістю рівнів напруги при трьох АІН на фазу, це рішення еквівалентне схемі БАІН з шістьма АІН на фазу.

**Кратність 1:1:4.** Розв'язуються задачі перерозподілу навантаження АІН для виключення циркуляції енергії і забезпечення мінімуму перемикачів ключів АІН3.

Максимальна відносна амплітуда 1-ї гармоніки напруги фази БАІН (за шести рівнів в його напівхвилі) за використанням модуляції напруги завдання 3-ю гармонікою складає  $A=6 \cdot 1,15=6,9$  (один рівень відповідає напрузі  $U$ ). При вихідній напрузі 6 кВ значення  $U=710$  В,  $4U=2840$  В (при напрузі  $6/\sqrt{3}$  кВ і з'єднанні фаз навантаження в « $\Delta$ », значення  $U=410$ В,  $4U=1640$ В). Однакові напруги АІН1,2 припускають ідентичний принцип формування їх напруги. При цьому задана напруга  $u_{3\Delta D}=A \sin \theta$  формується як сума напруги  $u_3$  АІН3 (вмикається при  $u_{3\Delta D} > 2$ ) і  $u_0=(u_1+u_2)=(u_{3\Delta D}-u_3)$  (рис. 4.123), яка відпрацьовується методом ШІМ із напруги джерел постійного струму ДПС1,2. При цьому навантаження ДПС1,2 ділиться порівну.

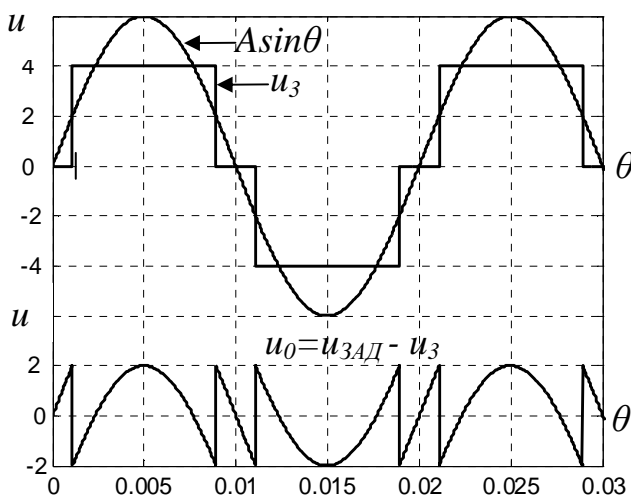


Рисунок 4.123 – Принцип формування напруги фази БАІН

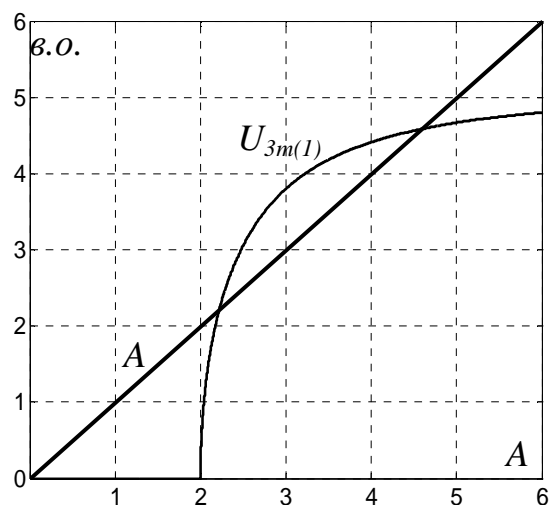


Рисунок 4.124 – Залежність  $U_{3m(1)}=f(A)$

Активна потужність ДПС визначається 1-ю гармонікою вихідної напруги відповідного АІН. Амплітуда 1-ї гармоніки напруги  $u_3$

$$U_{3m(1)} = \frac{4 \cdot 4}{\pi} \cos \theta_1 \left( \theta_1 = \arcsin \frac{2}{A} \right), \quad \text{для } u_O \quad U_{om(1)} = A - U_{3m(1)}.$$

Залежність  $U_{3m(1)} = f(A)$  наведена на рисунку 4.124. З неї витікає, що при  $2,2 < A < 4,7$  значення  $U_{3m(1)} > A$ , тобто виникає циркуляція енергії між АІН1,2 і АІН3, а ДПС1,2 змінюють напрям передавання енергії. Таким чином, необхідно вирішити два завдання: перерозподілити навантаження АІН із метою виключення циркуляції енергії між АІН і забезпечити мінімум перемикачів ключів АІН3.

Мінімум перемикачів АІН3 досягається у разі використання модуляції напруги завдання третьою гармонікою (рис. 4.125), коли напівхвиля напруги  $u_3$  формується з одного ( $A_3 < 0$ ) або двох імпульсів ( $A_3 > 0$ ).

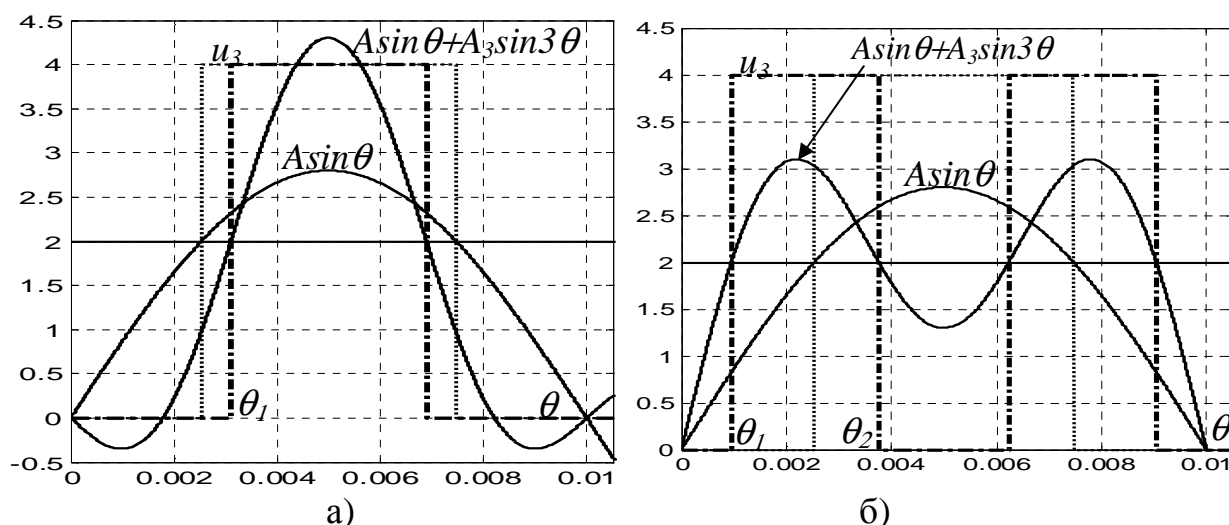


Рисунок 4.125 – Принцип модуляції 3-ю гармонікою:  $A_3 < 0$  (а),  $A_3 > 0$  (б)

Значення  $A_3$  визначається з умови  $U_{3m(1)} = \frac{4 \cdot 4}{\pi} \cos \theta_1 \leq A$ . За умови  $U_{12m(1)} = 0$  відповідний кут  $\theta_1 = \arccos\left(\frac{A\pi}{16}\right)$ . З іншого боку,  $u_{3AD1} = A \sin \theta_1 + A_3 \sin(3\theta_1) = 2$ . Звідси амплітуда третьої гармоніки

$$A_3 = \frac{2 - A \sin \theta_1}{\sin(3\theta_1)}. \quad (4.85)$$

Для виключення впливу зміни параметрів необхідно передбачити запас за першою гармонікою для АІН1 і АІН2. За умови  $U_{12m(1)} = 0,05$  відповідний кут  $\theta_1 = \arccos\left(\frac{(A - 0,05)\pi}{16}\right)$ . Рішення з  $U_{12m(1)} > 0,05$  в області значень  $A = 2,31 - 2,75$  можна досягти використанням модуляції 3-ю і 9-ю гармоніками (п. 4.3.2.3). При цьому напруга завдання  $u_{3AD1} = A \sin \theta + A_3 \sin(3\theta) + A_9 \sin(9\theta)$ . Введення 9-ї гармоніки призводить до деформації форми  $u_{3AD1}$  (рис. 4.126) і появи додаткових перемикачів АІН3. Моменти перемикачів ( $\theta_j$ ) визначаються розв'язанням рівняння

$$A \sin \theta + A_3 \sin(3\theta) + A_9 \sin(9\theta) = 2. \quad (4.86)$$

При відліку  $\theta$  від 0 до  $\pi/2$  маємо ряд рішень (до 5) для (4.86) при цьому непарним значенням  $j$  відповідають ділянки наростання  $u_{3\Delta I}$  (рис. 4.126), а парним ділянки убуття. Тоді  $U_{3m(1)} = \frac{16}{\pi} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2 + \cos \theta_3 - \cos \theta_4 + \cos \theta_5)$ .

Значення амплітуд модулюючих гармонік і частота перемикачів АІНЗ відносно основної гармоніки  $f_3/f$  наведені в таблиці 4.21. Для решти значень  $A$  в діапазоні

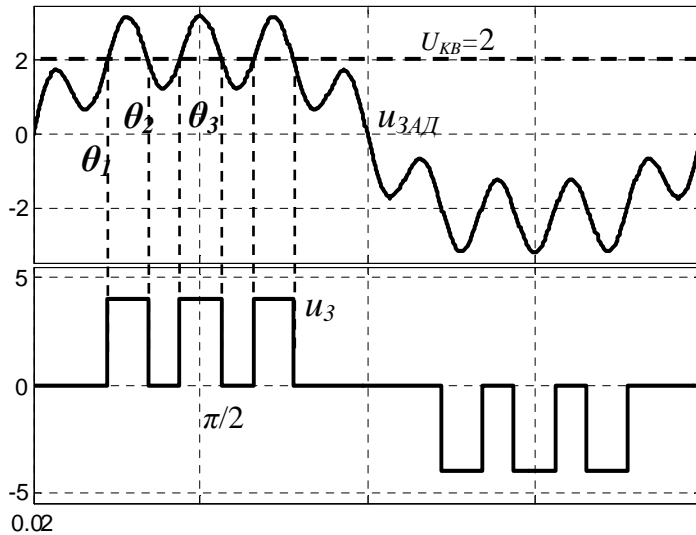


Рисунок 4.126 – Принцип модуляції третьою і дев'ятою гармонікою

$A=0 \div 6$  модуляція відсутня. При  $A > 6$  використовується перемодуляція 3-ю гармонікою. Для АІН1,2 використовується однополярна ШІМ. Модулюючі напруги – двополярні, мають трикутну форму, зсунуті одна щодо другої на чверть періоду. При цьому модулюючі напруги в інших фазах БАІН зсунуті на третину періоду. Це дозволяє підвищити частоту модуляційних складових вихідної напруги БАІН в 4 рази ( $4m_f$ ).

Таблиця 4.21 – Значення модулюючих гармонік за кратності напруги 1:1:4

$A$	4,7	4,6	4,4	4,2	4	3,8	3,6	3,4	3,2
$A_3$	-0,03A	-0,04A	-0,08A	-0,13A	-0,17A	-0,21A	-0,25A	-0,33A	-0,42A
$A_9$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$f_3/f$	1	1	1	1	1	1	1	1	1

$A$	3	2,8	3	2,8	2,6	2,4	2,2
$A_3$	-0,55A	-1A	0,15A	0,15A	0,15A	0,15A	0,03A
$A_9$	0	0	1,4	1,2	1	0,8	0
$f_3/f$	1	1	3	3	3	3	1

Осцилограми напруги фази БАІН, фази навантаження і вихідного струму наведені на рисунку 4.127 за  $A=6,9$ , частоті модуляції 900 Гц, з урахуванням усіх гармонік  $THD=6\%$ . У таблиці 4.22 наведені результати гармонійного аналізу вихідної напруги, при цьому значення  $THD$  визначалося з урахуванням 200 гармонік, зваженого  $THD_w$  з урахуванням 103 гармонік.

Таблиця 4.22 – Гармонійний склад вихідної напруги при кратності 1:1:4

$A$	6,9	6	5	4	3
$THD, \%$	5,12	6,77	8,47	11,65	15,86
$THD_w, \%$	0,068	0,092	0,174	0,3	0,38

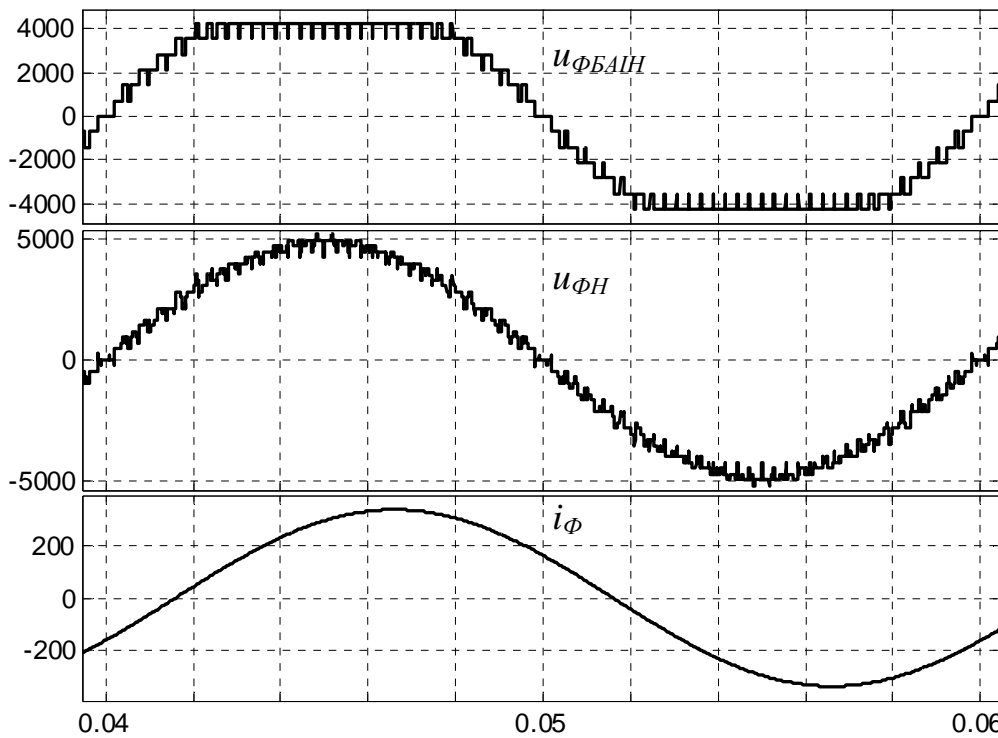


Рисунок 4.127 – Осцилограми напруги фази БАІН, фази навантаження і вихідного струму

Максимальне значення  $A=6,9$  при використанні модуляції 3-ю гармонікою (перемодуляція). Використання перемодуляції призводить до істотного зменшення кількості перемикачів АІН, тому розглянемо більш напружений режим синусоїдальної ШІМ за  $A=6$ . Що стосується АІН3, то перемикання його здійснюється з частотою основної (1-ї) гармоніки, додаткові перемикання мають місце за  $A < 2,6$ , у разі відповідного зниження частоти основної гармоніки. Струм у ключах має імпульсний характер. Замінімо імпульсний струм транзистора безперервною функцією, значення якої на періоді модуляції визначається відносною тривалістю вмикання транзистора  $i_{VT} = \gamma_i$  (при однополярній ШІМ і використанні модулюючої напруги трикутної форми симетричної щодо нуля коефіцієнт заповнення імпульсів  $\gamma = 0,5(1 + \gamma_{IH})$ ,  $\gamma_{IH}$  – функція, що визначає закон зміни напруги АІН1 і АІН2  $u_i$  на відповідному інтервалі часу). Закон зміни  $u_i$  при  $A \sin \theta \leq 2$  (рис. 4.123) визначається, як  $u_i = 0,5A \sin \theta$  (граничне значення  $\theta_1 = \arcsin(\frac{2}{A})$  відповідає перемикачню АІН3 із нульового стану). Після перемикачню АІН3 для позитивної напівхвилі вихідної напруги  $u_1 = 0,5(A \sin \theta - 4)$ , для негативної напівхвилі  $u_1 = 0,5(A \sin \theta + 4)$ . Тоді

$$I_{VTICT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} 0,5(1 + \gamma_{IH}) I_{Hm} \sin(\theta - \varphi) d\theta = \frac{I_{Hm}}{2\pi} \left[ 1 + 0,5 \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \gamma_{IH} \sin(\theta - \varphi) d\theta \right]. \quad (4.87)$$

При  $\varphi < \theta_1$  середнє значення струму у відповідності до (4.87)

$$I_{VT1CP} = \frac{I_{Hm}}{2\pi} \left[ 1 + 0,5 \left( \int_{\varphi}^{\theta_1} 0,5A \sin \theta \cdot \sin(\theta - \varphi) d\theta + \int_{\theta_1}^{\pi - \theta_1} 0,5(A \sin \theta - 4) \sin(\theta - \varphi) d\theta + \int_{\pi - \theta_1}^{\pi + \varphi} 0,5A \sin \theta \cdot \sin(\theta - \varphi) d\theta \right) \right] = \frac{I_{Hm}}{2\pi} \left[ 1 + \frac{A\pi}{8} \cos \varphi - 2 \cos \varphi \cos \theta_1 \right]$$

При  $\varphi > \theta_1$  одержуємо такий же вираз. У результаті розрахунку ( $\cos \varphi = 0,9$ ) одержуємо  $I_{VT1CP} = 0,226 I_{Hm}$ . Середнє значення напівхвилі вихідного струму

$$I_{HCP} = \frac{I_{Hm}}{\pi} \cdot 3 \quad \text{ураховуванням цього для зворотного діода}$$

$$I_{VD2CP} = \frac{I_{Hm}}{\pi} - I_{VT1CP} = 0,093 I_{Hm} \quad \text{Діюче значення струму VT1}$$

$$I_{VT1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi + \varphi} 0,25(1 + \gamma_{TH})^2 I_{Hm}^2 \sin^2(\theta - \varphi) d\theta}.$$

Отримати зручний для практичних розрахунків діючого значення струму аналітичний вираз не виявляється можливим. Розрахункові значення відносних значень струмів транзистора і діода наведені в таблиці 4.23 за різних значень  $\cos \varphi$ . Для розрахунку діючого значення струму транзистора можна використовувати залежність  $I / I_m = -0,0014\varphi + 0,46$ .

АІНЗ працює при мінімумі перемикачів – при значеннях  $A = 6,9 \div 2,8$  використовується модуляція третьою гармонікою і частота перемикачів АІНЗ відповідає основній гармоніці вихідної напруги (на рисунку 4.128 наведені осцилограми напруги і струмів ключів за  $A = 6,9$ ).

Таблиця 4.23 – Відносні значення струмів ключів АІН

Номер ключа	$\cos \varphi = 0,9$		$\cos \varphi = 0,8$		$\cos \varphi = 0,7$		$\cos \varphi = 0,5$	
	$I/I_m$	$I_{CP}/I_m$	$I/I_m$	$I_{CP}/I_m$	$I/I_m$	$I_{CP}/I_m$	$I/I_m$	$I_{CP}/I_m$
VT1	0,429	0,226	0,415	0,219	0,403	0,211	0,383	0,197
VD2	0,257	0,093	0,279	0,1	0,296	0,107	0,321	0,121

Розрахунок струмів ключів здійснюємо відповідно до рисунка 4.128. Відлік здійснюємо за синусоїдою струму фази БАІН.

$$\text{Середнє значення струму VT1} \quad I_{VT1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi - \varphi + \theta_1} I_m \sin \theta d\theta = \frac{I_m}{\pi} \frac{1 + \cos(\varphi - \theta_1)}{2}.$$

Діюче значення струму VT1

$$I_{VT1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi - \varphi + \theta_1} (I_m \sin \theta)^2 d\theta} = I_m \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left[ \pi - \varphi + \theta_1 + \frac{1}{2} \sin 2(\varphi - \theta_1) \right]}.$$

$$\text{Середнє значення струму VT4} \quad I_{VT4CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi - \varphi - \theta_1} I_m \sin \theta d\theta = \frac{I_m}{\pi} \frac{1 + \cos(\varphi + \theta_1)}{2}.$$

Діюче значення струму VT4

$$I_{VT4} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi-\theta_1} (I_m \sin \theta)^2 d\theta} = I_m \sqrt{\frac{1}{4\pi} [\pi - \varphi - \theta_1 + \frac{1}{2} \sin 2(\varphi + \theta_1)]}.$$

Середнє значення струму VD2  $I_{VD2CP} = \frac{I_m}{\pi} - I_{VT1CP}.$

Діюче значення струму VD2  $I_{VD2} = \sqrt{(\frac{I_m}{2})^2 - (I_{VT1})^2}.$

Середнє значення струму VD3  $I_{VD3CP} = \frac{I_m}{\pi} - I_{VT4CP}.$

Діюче значення струму VD3  $I_{VD3} = \sqrt{(\frac{I_m}{2})^2 - (I_{VT4})^2}.$

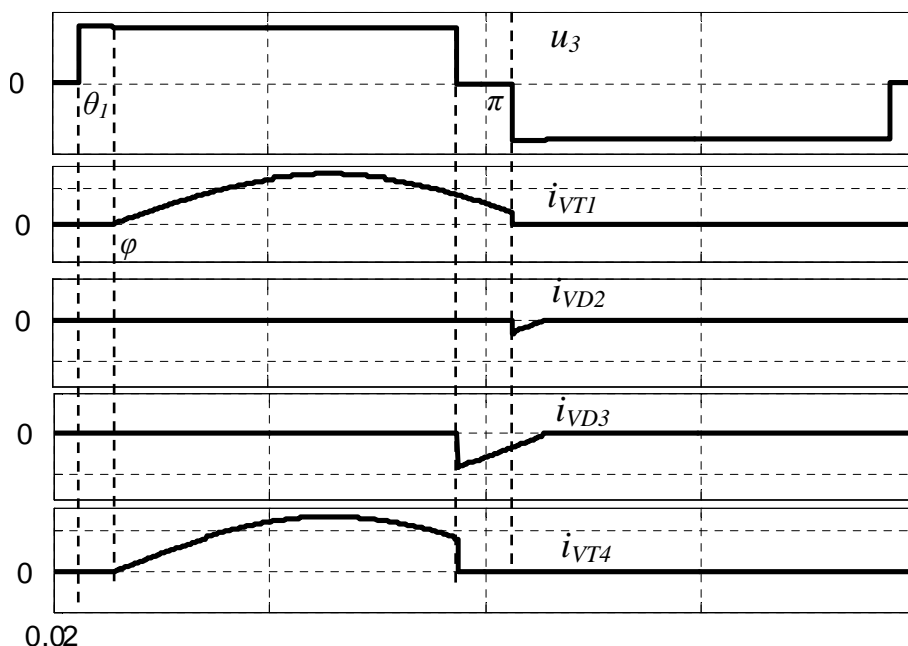


Рисунок 4.128 – Напруга і струми ключів АПНЗ за  $A=6,9$  і  $\cos\varphi=0,9$

Відносні значення струмів ключів при значенні напруги БАПН  $A=6$  і  $\cos\varphi=0,9$  наведені в таблиці 4.24.

Таблиця 4.24 – Завантаження ключів АПНЗ за струмом

Номер ключа	VT1	VD2	VD3	VT4
$I/I_m$	0,498	0,008	0,151	0,477
$I_{CP}/I_m$	0,317	0,00084	0,047	0,271

Розрахунок ємності конденсаторів на вході АПН здійснюється згідно з коефіцієнтом пульсацій напруги. Для однофазного АПН (п. 4.2.4) визначальними є пульсації напруги, що обумовлені другою відносно частоти вихідної напруги гармонікою струму  $i_d$  (4.24).

Друга гармоніка вхідного струму АПН обумовлена двома чинниками: першою  $U_{m(1)}$  і третьою  $U_{m(3)}$  гармоніками вихідної напруги АПН. Відповідні складові визначаються виходячи з балансу миттєвої потужності як:

$$p = U i_{d1} = U_{m(1)} I_m \sin \theta \sin(\theta - \varphi) = \frac{1}{2} U_{m(1)} I_m (\cos \varphi - \cos(2\theta - \varphi)),$$

$$i_{d(2)1} = -\frac{U_{m(1)}}{2U} I_m \cos(2\theta - \varphi) = -\frac{1}{2} U_{m(1)}^* I_m \cos(2\theta - \varphi),$$

$$p = U i_{d3} = U_{m(3)} I_m \sin(3\theta) \sin(\theta - \varphi) = \frac{1}{2} U_{m(3)} I_m (\cos(2\theta + \varphi) - \cos(4\theta - \varphi)),$$

$$i_{d(2)3} = \frac{1}{2} U_{m(3)}^* I_m \cos(2\theta + \varphi),$$

де  $\theta = \omega t$ ,  $\varphi$  – кут зсуву фаз між першими гармоніками вихідної напруги і струму АІН,  $U_{m(1)}^*$ ,  $U_{m(3)}^*$  – відносні значення амплітуди гармонік напруги,  $I_m$  – амплітуда вихідного струму АІН (вважаємо його синусоїдальним).

Значення результуючої амплітуди 2-ї гармоніки струму  $I_{dm(2)} = \frac{1}{2} U_{m13}^* I_m$  визначимо, виходячи із зсуву відповідних векторів на кут  $\varphi$  та  $-\varphi$

$$U_{m13}^* = \sqrt{(U_{m(1)}^* + U_{m(3)}^*)^2 \sin^2 \varphi + (U_{m(1)}^* - U_{m(3)}^*)^2 \cos^2 \varphi}.$$

$$\text{Відносне значення амплітуди другої гармоніки струму } I_{dm(2)}^* = \frac{1}{2} U_{m13}^*.$$

У виразі (4.24) є два параметри, які змінюються в процесі регулювання частоти і амплітуди вихідної напруги  $\omega$  і  $I_{dm(2)}$ . Вважаємо, що частота регулюється пропорційно амплітуді вихідної напруги, тоді  $\omega = \frac{A \omega_{MAX}}{A_{MAX}}$ . З урахуванням цього другу складову (4.24) перетворюємо до вигляду

$$C = \left( \frac{A_{MAX} I_{dm(2)}^*}{2A} \right) \frac{I_m}{\omega_{MAX} UK_{\Pi}} = C^* \frac{I_m}{\omega_{MAX} UK_{\Pi}},$$

де  $C^*$  – відносне значення ємності.

Значення  $C^*$  у процесі регулювання  $A$  змінюється, що пов'язано зі зміною форми вихідної напруги АІН і значень амплітуди модулюючих гармонік. Максимальні значення становлять  $C_{1}^* = 0,866$ ,  $C_{3}^* = 0,64$ .

Під час визначення ємності конденсатора на виході трифазного мостового випрямляча також варто враховувати шосту гармоніку випрямленого струму випрямляча (див. п. 4.2.4).

Для живлення АІН можливо використати комбіновану схему, за цього випрямлячі ДПС1,2 (для АІН кожної фази) утворюють три однакових 12-фазних схем випрямлення, випрямлячі ДПС3 трьох фаз БАІН утворюють 18-фазну БСВ. Комбінуванням забезпечується додаткове придушення вищих гармонік вхідного струму, оскільки непригнічувані гармоніки для 12- і 18-фазних схем випрямлення мають різну кратність, тоді як перша гармоніка підсумовується.



Використання модуляції напруги завдання 3-ю та 9-ю гармоніками практично за всіх кратностей напруги дозволяє виключити циркуляцію енергії та здійснити перерозподіл завантаження АІН згідно напрузі ДПС за мінімальної кількості перемикачів ключів АІН з найбільшою напругою. Так, згідно з амплітудою  $A_9$  (рис. 4.129) напруга  $u_3$  має до п'яти імпульсів у напівперіоді вихідної частоти.

Перерозподіл завантаження АІН згідно з напругою ДПС, наприклад, при кратності 1:3:6 дозволяє використовувати для АІН2 і АІН3 три випрямлячі з напругою  $3U$ , що утворюють 18-фазну схему випрямлення. Це дозволяє забезпечити потрібний гармонійний склад струму, що споживається з мережі змінного струму. Для кратності напруги 1:3:6 на рисунку 4.129 наведені осцилограми напруги  $u_{\Phi\text{БАІН}}$  і напруги навантаження  $u_{\Phi\text{Н}}$  за квантуванням за рівнем з модуляцією напруги завдання 3-ю і 9-ю гармоніками за  $A=5$ , у таблиці 4.25 коефіцієнт гармонік ( $THD$ ) напруги  $u_{\Phi\text{Н}}$ .

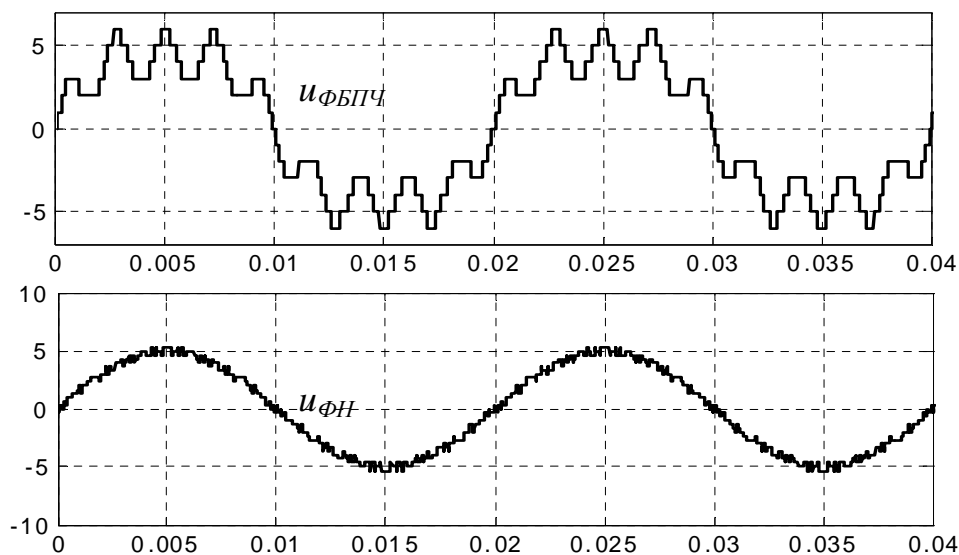


Рисунок 4.129 – Напруга фази БАІН ( $u_{\Phi\text{БАІН}}$ ) і навантаження ( $u_{\Phi\text{Н}}$ ) при  $A=5$  і кратності 1:3:6

Таблиця 4.25 – Коефіцієнт гармонік напруги фази навантаження за кратності напруги 1:3:6

$A$	11,5	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
$THD, \%$	2,27	2,64	3,145	3,92	4,3	4,4	5,91	6,93	8,94	10,9	17,6	36,3
$THD_w, \%$	0,06	0,097	0,124	0,21	0,12	0,1	0,09	0,19	0,16	0,4	0,28	0,38

При вихідній напрузі БАІН 6 кВ значення  $U=425$  В,  $3U=1278$  В,  $6U=2556$  В, тобто необхідно використовувати в АІН1÷АІН3 ключі на напругу, відповідно, 1,2 кВ,  $(2,5\div 3,3)$  кВ,  $(4,5\div 6)$  кВ.

#### 4.3.8 Гібридні схеми багаторівневих інверторів

Гібридні схеми на базі трифазного БАІН [44] з каскадним включенням у вихідних фазах додаткових однофазних мостових АІН (ДАІН) слід розглядати як наступний крок із мінімізації силових кіл перетворювача.

Це стосується вхідного кола і дозволяє зменшити кількість ізольованих джерел постійного струму (ДПС) порівняно зі схемою асиметричного каскадного БАІН. У разі використання у вихідних фазах «реактивних комірок» (див. п. 4.3.9) кількість ДПС може бути зведена до мінімуму (при базовому трирівневому АІН (ТАІН) – одне ДПС, для чотирирівневого АІН (ЧАІН) – три). Це дозволяє застосовувати гібридні схеми в енергетиці, де визначальним є якість вихідної напруги. Найбільший ефект при цьому досягається з використанням принципу асиметрії. У подальшому розглянемо кратність напруги ДПС базового БАІН і ДАІН 3:1. Це забезпечить чотири рівні напруги у напівхвилі результуючої напруги фази проти одного у схемі ТАІН.

**Схема фази гібридного БАІН на базі ТАІН** з додатковим однофазним інвертором наведена на рисунку 4.130. Як ДПС використовуються трифазні випрямлячі (В). Основна проблема, яка підлягає рішенню під час реалізації розглянутої схеми – виключення циркуляції енергії (п. 4.3.7) для забезпечення завдання режиму роботи ДАІН з передачею енергії в навантаження. У іншому разі необхідно використовувати ДПС із двобічною провідністю.

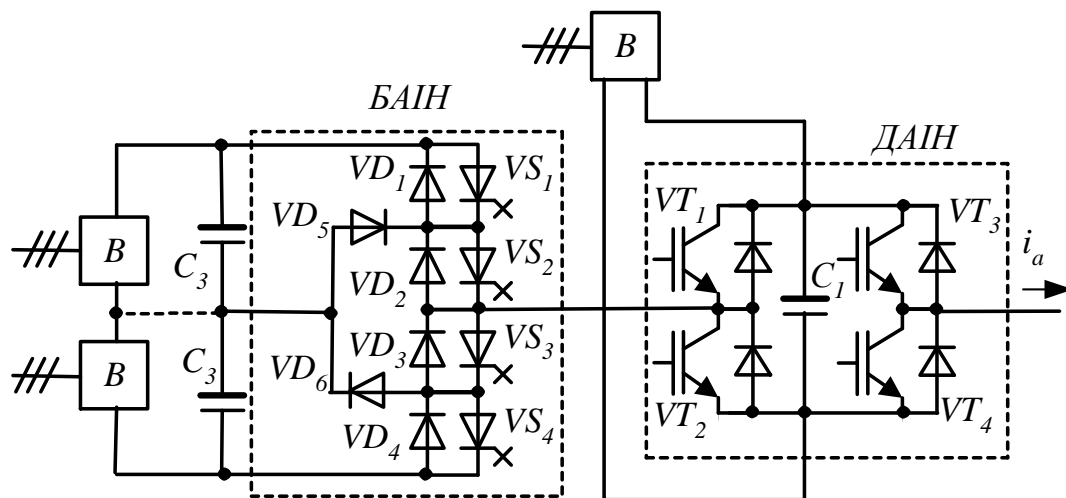


Рисунок 4.130 – Схема фази гібридного БАІН на базі ТАІН із додатковим однофазним інвертором

При кратності напруги 3:1 згідно з п. 4.3.7 доцільно використовувати квантування напруги завдання ( $u_{зАд}$ ) за рівнем при модуляції 3-ю та 9-ю гармоніками. Алгоритм реалізації для фази БАІН можна звести до наступного. Формуємо напругу  $u_{зАд}$  як суму відповідних гармонік. За допомогою компаратора (порівняння з 0) одержуємо функцію  $sign(u_{зАд})$ . Перетворюємо  $u_{зАд}$  до однієї полярності  $u_{зАд}^l = u_{зАд} \cdot sign(u_{зАд})$ . За допомогою набору компараторів порівнюємо  $u_{зАд}^l$  з рівнями квантування  $U_{КВі}=0,5, 1,5, 2,5, 3,5$ . При  $u_{зАд}^l \geq U_{КВі}$

напруга компаратора дорівнює 1, інакше 0. Позначимо напруги компараторів відповідно до рівнів квантування ( $U_{0,5}$ ,  $U_{1,5}$  і т.д.) тоді для напруги АІН:

$$u_1 = (U_{0,5} \wedge \bar{U}_{1,5} - U_{1,5} \wedge \bar{U}_{2,5} + U_{3,5}) \text{sign}(u_{3\Delta I}), u_3 = (3U_{1,5}) \text{sign}(u_{3\Delta I}),$$

$$u_{\Phi \text{БАІН}} = (u_1 + u_3).$$

Сигнали керування ключами ТАІН і ДАІН формуються відповідно до  $u_1$  і  $u_3$ . Методика розрахунку амплітуди модулюючих гармонік аналогічна методиці в п. 4.3.2.3. Для спрощення розрахунків виконано для значення  $A_3=0,15A$ . Результати розрахунку  $A_9$  приведені в таблиці 4.26 для значень  $A=2,6 \div 4,6$ .

Таблиця 4.26 – Відносне значення амплітуди  $A_9$

$A$	4,6	4,4	4,2	4,0	3,8	3,6	3,4	3,2	3	2,8	2,6
$A_9$	0,1	0,35	0,5	0,5	0,95	1,05	1,35	1,32	1,2	1,35	1,4

Максимальні значення відносної ємності (п. 4.3.7) конденсаторів ТАІН ( $C^*_3$ ) і ДАІН ( $C^*_I$ ) становлять  $C^*_3=0,1$ ,  $C^*_I=0,29$ . За вихідної напруги 6 кВ значення  $U=1065$  В,  $3U=3195$  В, тобто необхідно використовувати ключі на напругу, відповідно 2,5 кВ, 6 кВ. У той же час, у схемі ТАІН при вихідній напрузі 6 кВ  $U = 6/\sqrt{2} = 4,24$  кВ, тому вони випускаються на напругу до 4,16кВ.

Осцилограми напруги фази навантаження  $u_{\Phi H}$ , фази гібридного БАІН  $u_{\Phi \text{БАІН}}$ , фази ТАІН  $u_{\Phi \text{ТАІН}}$  та АІН  $u_I$  при квантуванні за рівнем для значень  $A=4,6$  (THD=5,15 %, з урахуванням порядку гармонік до 200 THD<sub>200</sub>=4,9 %) та  $A=2,6$  (THD=13,36 %, THD<sub>200</sub>=12,3 %) наведені на рисунку 4.131.

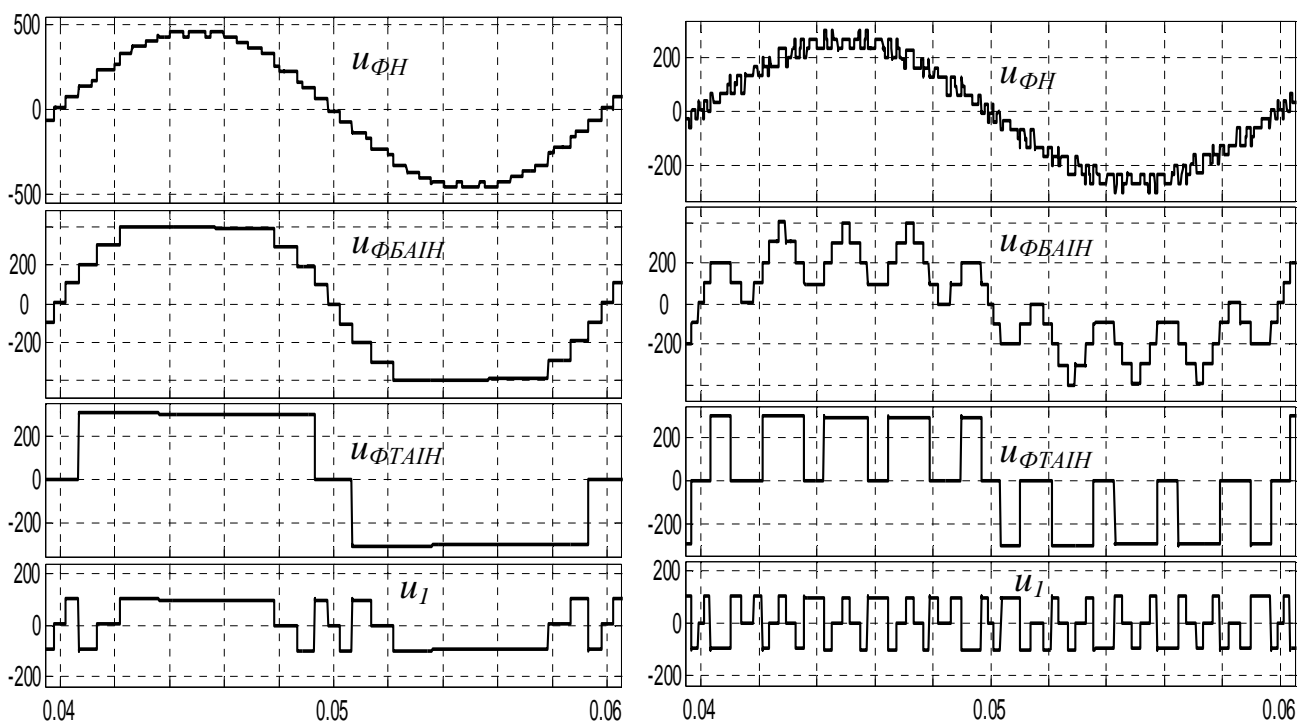


Рисунок 4.131– Осцилограми напруги фази навантаження  $u_{\Phi H}$ , фази гібридного БАІН  $u_{\Phi \text{БАІН}}$ , фази ТАІН  $u_{\Phi \text{ТАІН}}$  та АІН  $u_I$

**Гібридний БАІН на базі ЧАІН.** Напряга ДАІН  $U=1$ , відповідно, один рівень напруги ЧАІН  $3U=3$ . З урахуванням цього напруга фази БАІН може приймати значення (щодо негативного виводу ДПС) від -1 до 10 ( $N=11$ ). Для формування вихідної напруги можна використати квантування напруги завдання за рівнем при модуляції 3-ю та 9-ю гармоніками.

Для симетрії завантаження елементів схеми напругу, що формується, розглядаємо щодо штучної середньої точки, яка відповідає половині загальної напруги ДПС чотирирівневого АІН (рис. 4.132), тобто  $(3+1,5)U=4,5U$ . Після досягнення відповідного значення  $U_{KBi}=0, 1, 2, 3, 4, 5$  (кути  $\theta_{0j}=0, \theta_{1j}, \theta_{2j}, \theta_{3j}, \theta_{4j}, \theta_{5j}$ ) здійснюється перехід на черговий рівень, якому відповідають змінні  $U_0, U_1, U_2, U_3, U_4, U_5$ . Напряга чотирирівневого АІН приймає значення 0, 3, 6, 9, чому відповідні логічні змінні  $M_0, M_1, M_2, M_3$  (якщо  $U=0, M_0=1$ , якщо  $U=3, M_1=1$ , якщо  $U=6, M_2=1$ , якщо  $U=9, M_3=1$ ). Напряга додаткового АІН:  $u_1 = [-(U_0 \wedge \bar{U}_1) + (U_2 \wedge \bar{U}_3) - (U_3 \wedge \bar{U}_4) + U_5] \text{sign}(u_{3AD})$ . Тоді:  $M_2 = U_0 \wedge \bar{U}_3 \wedge S_1$ ,  $M_3 = U_3 \wedge S_1$ ,  $M_1 = U_0 \wedge \bar{U}_3 \wedge \bar{S}_1$ ,  $M_0 = U_3 \wedge \bar{S}_1$  (при  $\text{sign}(u_{3AD})=1, S_1=1$ , інакше  $S_1=0$ ). Сигнали керування ключів чотирирівневого АІН:  $g_1 = M_3$ ,  $g_2 = M_3 \vee M_2$ ,  $g_3 = M_3 \vee M_2 \vee M_1$ ,  $g_5 = M_1 \vee M_0$ ,  $g_4 = M_2 \vee M_1 \vee M_0$ ,  $g_6 = M_0$ .

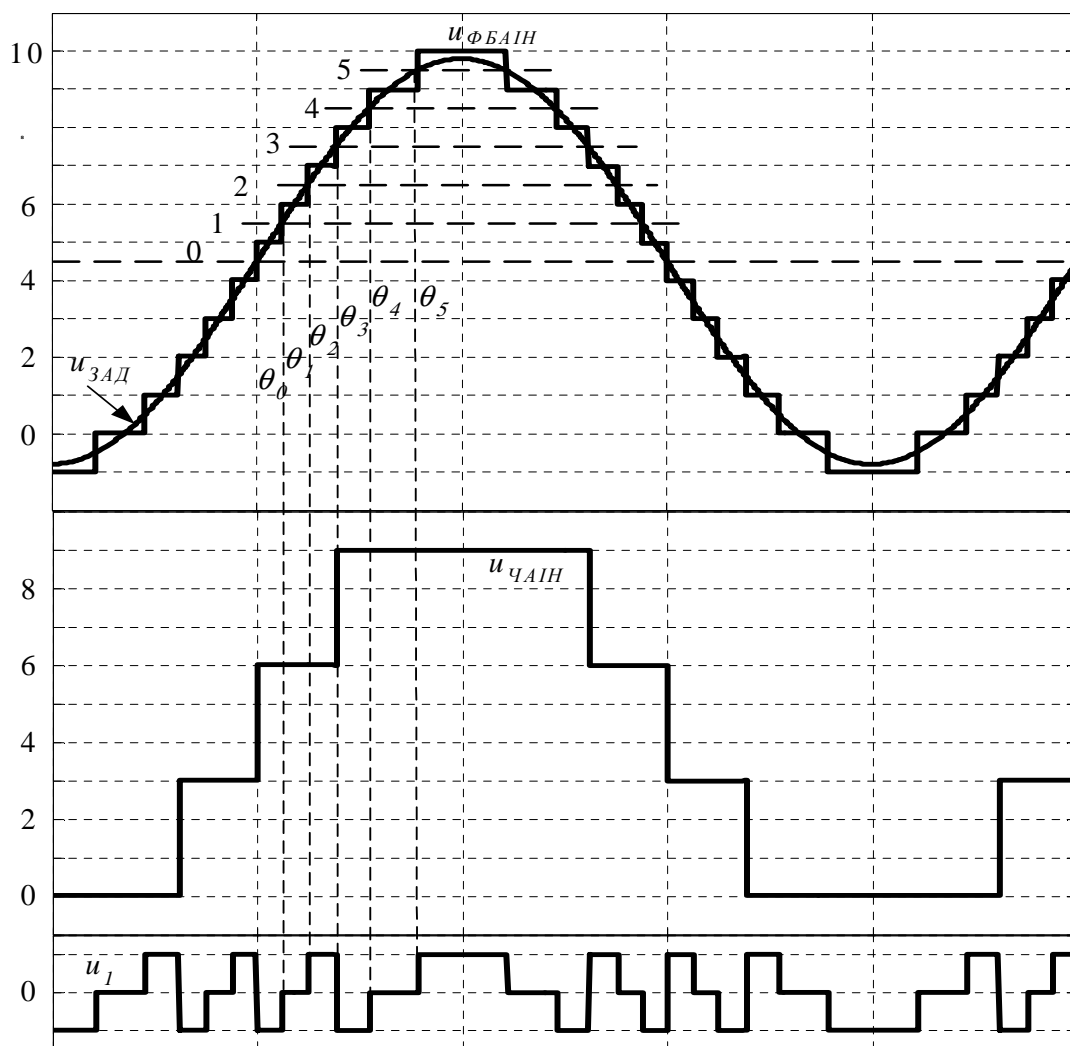


Рисунок 4.132 – Формування напруги фази гібридного БАІН на базі ЧАІН

Методика розрахунку амплітуди модулюючих гармонік аналогічна методиці, що розглянута в п. 4.3.2.3. Максимальні значення відносної ємності (п. 4.3.7) конденсаторів ЧАІН ( $C^*_{31}$  – крайні ДПС,  $C^*_{32}$  – середнє ДПС) і ДАІН ( $C^*_1$ ) становлять  $C^*_1=0,76$ ,  $C^*_{31}=0,164$ ,  $C^*_{32}=0,068$ .

Максимальне значення  $A = 6,4$ , при цьому  $\text{THD} = 4,18\%$ . При вихідній напрузі 6 кВ значення  $U=765$  В,  $3U=2295$  В, тобто в ДАІН і ТАІН слід використовувати ключі на напругу, відповідно 1,7 кВ і 4,5 кВ.

**Гібридний БАІН на базі п'ятирівневого АІН (ПАІН).** Напруга ДАІН  $U=1$ , відповідно, один рівень напруги ПАІН  $3U=3$ . З урахуванням цього напруга вихідної фази БАІН змінюється (щодо нульового виводу ПАІН) від -7 до 7. За допомогою набору компараторів  $u_{13\Delta D}$  порівнюється з рівнями квантування  $U_{KBi}=0,5, 1,5, \dots, 6,5$ . Тоді для напруги ПАІН і ДАІН одержуємо:

$$u_1 = (U_{0,5} \wedge \bar{U}_{1,5} - U_{1,5} \wedge \bar{U}_{2,5} + U_{3,5} \wedge \bar{U}_{4,5} - U_{4,5} \wedge \bar{U}_{5,5} + U_{6,5}) \text{sign}(u_{3\Delta D}),$$

$$u_3 = (3(U_{1,5} + U_{4,5})) \text{sign}(u_{3\Delta D}), \quad u_{\Phi \text{БАІН}} = (u_1 + u_3).$$

Сигнали керування ключами ПАІН і ДАІН формуються відповідно до  $u_1$  і  $u_3$ . Методика розрахунку аналогічна методиці, що розглянута вище.

Осцилограми напруги фази навантаження  $u_{\Phi H}$ , фази гібридного БАІН  $u_{\Phi \text{БАІН}}$ , фази ПАІН  $u_{\Phi \text{ПАІН}}$  та ДАІН  $u_1$  при квантуванням за рівнем для значення  $A=8$  подані на рисунку 4.133. Для напруги навантаження  $\text{THD}=3,1\%$ ,  $\text{THD}_{200}=2,87\%$ .

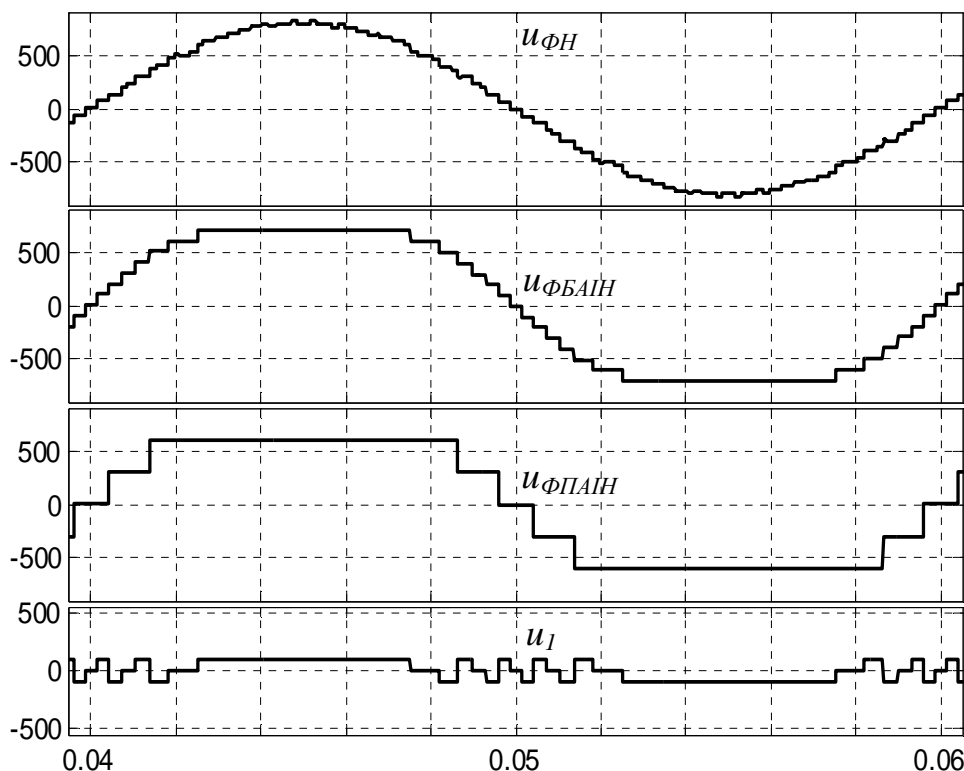


Рисунок 4.133 – Осцилограми напруги фази навантаження  $u_{\Phi H}$ , фази гібридного БАІН  $u_{\Phi \text{БАІН}}$ , фази ПАІН  $u_{\Phi \text{ПАІН}}$  та АІН  $u_1$

Максимальні значення відносної ємності (п. 4.3.7) конденсаторів ПАІН ( $C^*_{31}$  – ДПС крайніх рівнів,  $C^*_{32}$  – ДПС середніх рівнів) і ДАІН ( $C^*_1$ ) становлять

$C^*_{I1}=0,31$ ,  $C^*_{31}=0,15$ ,  $C^*_{32}=0,17$ . Максимальне значення  $A=8$ . При вихідній напрузі 6 кВ значення  $U=612$  В,  $3U=1837$  В, тобто слід використовувати ключі на напругу, відповідно (1,2÷1,7) кВ, 4,5 кВ.

#### 4.3.9 Схеми з «реактивною коміркою» та послідовним силовим активним фільтром

Спрощення силових кіл БАІН при збереженні і навіть покращенні гармонійного складу вихідної напруги можна досягнути у разі використання у схемі послідовних силових активних фільтрів (АФ) або «реактивних комірок» (РК). Як такі використовуються однофазні мостові АІН, що вмикаються у вихідних фазах БАІН. Ключі АІН розраховані на струм навантаження, а напруга може бути зменшена в три рази. Мета використання АФ і РК однакова, проте функціонування і ефективність дії різні.

*Силовий АФ* відпрацьовує різницю між заданою напругою навантаження і напругою, що формується у навантаженні базовою схемою БАІН. Як таку можна використати розрахункове значення напруги.

*РК* не має джерела живлення і бере таку ж участь у формуванні вихідної напруги, як і базова схема БАІН тільки без передавання активної потужності у навантаження. При цьому вона забезпечує додаткові рівні у напрузі фази БАІН, завдяки чому і покращується напруга навантаження. Використання у фазі БАІН АІН1 (з мінімальною напругою) у режимі РК дозволяє виключити із вхідних кіл БАІН три ДПС, конденсатор на вході АІН (РК) залишається.

**Схема БАІН на базі ТАІН із АФ.** Розглянемо використання АФ для трифазної схеми трирівневого АІН [44]. Схема силових кіл така сама, як і у гібридного БАІН (рис. 4.130). Кратність напруги джерел ТАІН і АФ становить 3:1.

Напруга завдання для АІН у режимі АФ визначається як напруга помилки  $u^I_{ЗД} = u_{ЗД} - u_{ФПР}$  ( $u_{ЗД}$  – синусоїдальна напруга завдання (без врахування модулюючих гармонік, якщо вони використовуються),  $u_{ФПР}$  – прогнозоване (розрахункове) значення напруги фази навантаження, що визначається роботою ТАІН). У цьому випадку використовується напруга фази навантаження, оскільки відносний крок її зміни дорівнює 1, у той час, як для напруги фази ТАІН цей крок складе 3, відповідно менше напруга помилки, яка відпрацьовується АФ за відносного значення напруги його ДПС  $U=1$ .

Відповідно до імпульсів керування ключами ТАІН, які формуються шляхом порівняння заданої напруги  $u_{ЗД}$  і модулюючої напруги трикутної форми  $u_{ТР1}$  та  $u_{ТР2}$  (які симетричні відносно нуля), визначається напруга фази відносно нульової точки ТАІН (для фази  $a$ )

$$u_{a0} = \begin{cases} +3, & \text{якщо } u_{ЗД} \geq u_{ТР1} \text{ і } 0, & \text{якщо ні,} \\ -3, & \text{якщо } u_{ЗД} \leq u_{ТР2} \text{ і } 0, & \text{якщо ні.} \end{cases}$$

Напруга фази навантаження ( $a$ )  $u_{ФПР a} = u_{a0} - \frac{1}{3}(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0})$ .

При цьому значення  $|u^I_{ЗД}|$  змінюється в межах від 0 до 2 (див. рис. 4.134). Варто зазначити, що результуючі напруги у фазах навантаження, що утворю-

ються трьома АФ фаз БАІН можуть приймати відносні значення 0, 1/3, 2/3, 1, 4/3. Це виключає відпрацьовування  $u_{ЗД}^I$  без помилки і обумовлює наявність першої гармоніки вихідної напруги АФ  $u_{I(1)}$ . При цьому АФ беруть участь у передаванні енергії між БАІН і навантаженням. Таким чином, використання активного фільтра без ДПС неможливо, причому фаза  $u_{I(1)}$  і, відповідно, напрям передачі енергії може змінюватися. При цьому ДПС повинне мати двобічну провідність, однак його потужність порівняно з ТАІН незначна.

Осцилограми напруги в схемі БАІН з активним фільтром за частоти вихідної напруги 50 Гц наведені на рисунку 4.134. При цьому частота модуляції для ТАІН становить 1050 Гц. Коефіцієнт гармонік для  $u_{ФПР}$   $THD=27\%$  (з урахуванням порядку гармонік до 200  $THD_{200} = 25,7\%$ ), для  $u_{ФН}$   $THD = 15\%$  ( $THD_{200} = 11,4\%$ ). Таким чином, маємо суттєве покращення гармонійного складу напруги БАІН із АФ. Проте внаслідок неможливості відпрацьовування  $u_{ЗД}^I$  без похибки в кривій  $u_{ФН}$  присутні короточасні викиди, які достатньо просто відфільтрувати.

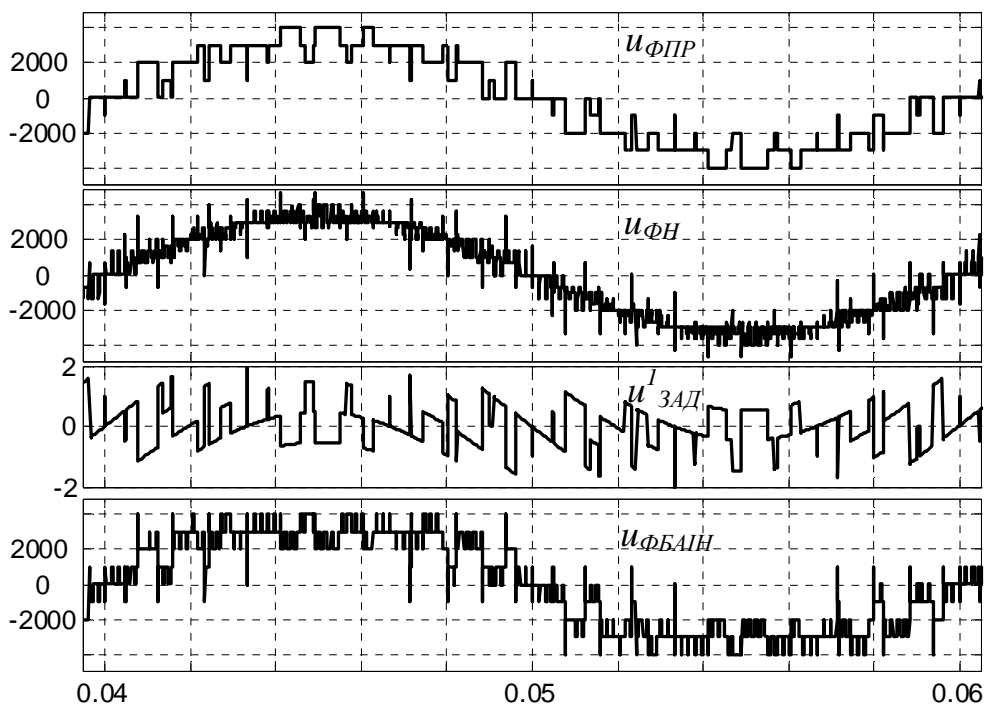


Рисунок 4.134 – Осцилограми напруги в схемі БАІН з активним фільтром

**Схема БАІН на базі ТАІН з РК**, що вмикається у вихідних фазах така сама, як і з АФ. Різниця у відсутності ДПС для АІН, що використовується в якості РК. Використання АІН у режимі РК можливо, якщо його активна потужність, що визначається першою гармонікою напруги ( $U_{I(1)}$ )  $P_I=0$ . Для цього необхідно забезпечити попереднє заряджання конденсатора на вході РК (без додаткового устаткування може здійснюватися лише через ключі АІН при обмеженому струмі) і стабілізацію напруги конденсатора РК. Для стабілізації напруги необхідно передбачити можливість коригування напруги на конденсаторі РК (збільшення або зменшення), що досягається, якщо напруга  $U_{I(1)}$  може приймати як позитивну, так і негативну полярності.

Активна потужність передається ТАІН і визначається першою гармонікою його вихідної напруги. Це обмежує можливості БАІН за вихідною напругою. Так, у цьому випадку  $A_{MAX} \leq 3,69$  (у аналогічній схемі гібридного БАІН п. 4.3.8  $A_{MAX}=4,6$ ). Дещо погіршується і гармонійний склад напруги БАІН.

Як і в аналогічній схемі гібридного БАІН, доцільно використовувати квантування напруги завдання ( $u_{з\Delta D}$ ) за рівнем при модуляції 3-ю та 9-ю гармоніками. Алгоритм реалізації такий же. Амплітуди модулюючих гармонік визначаються за умови, що напруга  $U_{I(1)}$  наближена до нуля.

Для стабілізації напруги РК можна використати релейний принцип регулювання із зворотним зв'язком за напругою конденсатора РК ( $u_C$ ). Релейний регулятор (для кожної фази БАІН) порівнює фактичне значення напруги  $u_C$  із заданим і при перевищенні порогу  $\Delta U$  здійснює зміну значень  $A_3$  і  $A_9$  відповідно до залежностей  $A_{3P}(A)$ ,  $A_{9P}(A)$  і  $A_{3N}(A)$ ,  $A_{9N}(A)$ . Вони розраховуються за умови  $U_{Im(1)} = \pm(0,03 \div 0,05)$ , тобто кожному  $A$  відповідають дві комбінації  $A_3$  і  $A_9$ , що дозволяє зменшувати (при  $U_{Im(1)} > 0$  конденсатор розряджається) або збільшувати  $u_C$  (при  $U_{Im(1)} < 0$  конденсатор заряджається).

Визначальну роль виконує значення  $A_9$ , тоді як для  $A_3$  можна прийняти умову  $A_3 = 0,15A$  («плоска» вершина  $u_{з\Delta D}$  за  $A_9=0$ ), що дозволяє отримати максимальне значення  $A \leq 3,7$ . У ряді випадків є декілька рішень, тоді слід розглянути задачу оптимізації гармонійного складу – підібрати значення  $A_9$  з умови мінімуму THD або зваженого коефіцієнта гармонік.

**Розглянемо варіант** реалізації попереднього заряду конденсаторів РК, що не передбачає додаткового устаткування і змінювання схеми БАІН. При цьому плече ТАІН працює в режимі знижувального перетворювача постійної напруги з ШІМ. Його напруга  $U_{CP}(t) = \gamma U_3$  ( $\gamma = at$ ) при цьому має характер імпульсів з амплітудою  $U_3$  (рис. 4.135), швидкість зміни струму заряду конденсаторів  $i_3$  обмежує індуктивність навантаження. За лінійним законом зростання напруги на конденсаторах, середнє значення струму  $i_3$  буде постійним і дорівнює

$$I_{3CP} = C_E \frac{du_C}{dt} = C_E a \quad (C_E - \text{еквівалентна ємність конденсаторів}). \text{ Дві фази (в і с)}$$

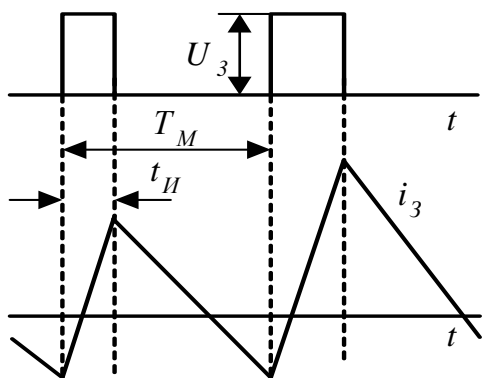


Рисунок 4.135 – Формування струму зарядання

навантаження з АІН (РК), у яких включені відповідні напрямку струму зарядання конденсаторів ключі, з'єднані між собою паралельно і послідовно з третьою фазою  $a$ . При цьому струм зарядання  $i_3$  послідовно включеного конденсатора (фази  $a$ ) у два рази більше струму конденсаторів, які з'єднані паралельно, швидкість зростання їх напруги вдвічі більше. Прирошення струму  $i_3$  для  $t_H = \gamma T_M$ :

$$\Delta I_3 = \frac{\gamma(1-\gamma)U_3}{L_3 f_M}. \text{ Задаючи час зарядання,}$$

можна обмежити середнє значення струму

$I_{3CP}$ , розмах коливань струму  $i_3$  обмежується вибором частоти ШІМ  $f_M$ .



Осцилограми напруги у схемі БАІН на базі ТАІН з РК за частоти вихідної напруги 50 Гц і  $A=3,45$  наведені на рисунку 4.136. При цьому коефіцієнт гармонік для  $u_{\Phi H}$   $THD = 8,8 \%$  ( $THD_{200} = 8,16 \%$ ).

Під час порівняння схем БАІН на базі ТАІН з АФ та РК перевагу варто віддати схемі з РК, оскільки не потребується додаткових ДПС, коефіцієнт гармонік напруги суттєво зменшується. Важливим також є те, що частота перемикань ключів ТАІН суттєво зменшується. Так, для випадку на рисунку 4.136 у напівхвилі напруги плеча ТАІН  $u_{A0}$  маємо три імпульси (із зниженням  $A$  їх кількість збільшується до 5). Це забезпечує зменшення втрат енергії в ключах ТАІН, що мають більшу напругу.

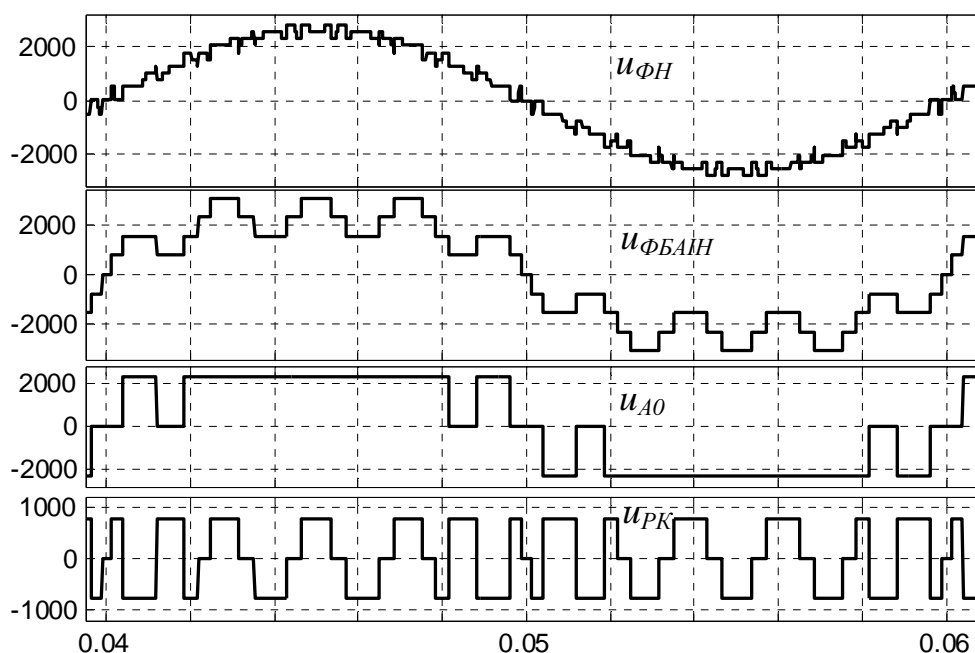


Рисунок 4.136 – Осцилограми напруги у схемі БАІН на базі ТАІН з РК

### Можливості використання АФ у каскадних схемах БАІН.

При використанні багаторівневої ШІМ у каскадних схемах БАІН для забезпечення для  $u_{\Phi H}$   $THD$  на рівні 8 % згідно з п. 4.3.2.4 необхідно мати 6 АІН на фазу ( $A = 6$ ). Це з урахуванням їхніх ДПС значно ускладнює схему БАІН.

Розглянемо можливість зменшення кількості АІН до трьох. За  $U_{BIX}=6$  кВ необхідно використовувати IGBT класу 3,3 кВ (замість 1,7 кВ за 6 АІН на фазу). Для порівняння наведемо дані щодо енергії перемикання для існуючих IGBT (виготівники «Semikron» і «ABB») класів 1,2, 1,7 і 3,3 кВ [5, 6] :

- SKM800GA126D,  $E_{on}=65$  мДж,  $E_{off}=95$  мДж за  $U_{CC}=600$  В і  $I_C=600$  А;
- SKM800GA176D,  $E_{on}=335$  мДж,  $E_{off}=245$  мДж за  $U_{CC}=1200$  В і  $I_C=600$  А;
- 5SNA0800N330100,  $E_{on}=1$  Дж,  $E_{off}=880$  мДж за  $U_{CC}=1800$  В і  $I_C=800$  А.

Як бачимо, втрати енергії перемикання із збільшенням напруги зростають в три і більше разів. Таким чином, перехід на IGBT класу 3,3 кВ передбачає зниження частоти модуляції  $f_M$ . Однак, у разі зменшення кількості АІН і зниженні  $f_M$  отримати потрібне значення  $THD$  для напруги БАІН неможливо.

Розглянемо вирішення питання з використанням АФ на напругу, що втричі менша напруги інших АІН. Таким чином, маємо у фазі БАІН чотири АІН за кратності напруги їхніх ДПС 3:3:3:1.

У разі використання АІН1 з напругою ДПС  $U$  як АФ, енергія передається в навантаження тільки АІН3 із напругою ДПС  $3U$ . При цьому гранична кількість рівнів у напівхвилі вихідної напруги складе  $k=9$  і гранична відносна амплітуда напруги фази БАІН (щодо значення  $U$ ) з урахуванням модуляції напруги завдання 3-ю гармонікою  $A_{MAX}=1,15k=10,35$ . За вихідної напруги 6 кВ амплітуда фазної напруги БАІН  $U_{\Phi m(1)}=4,898$  кВ. Значення  $U=U_{\Phi m(1)}/10,35=473$  В,  $3U=1420$  В.

При використанні для АІН3 БШІМ зсув модулюючої напруги для АІН однієї фази БАІН складає  $\theta=2\pi/n=2\pi/3$  ( $n$  – кількість АІН3). Для покращення гармонійного складу напруги за низької частоти модуляції доцільно використовувати зсув модулюючої напруги для АІН3 різних фаз БАІН, який складає  $\gamma=2\pi/3n=2\pi/3$ . Задана синусоїдальна напруга фази БАІН  $u_{3AD}=A\sin\theta$  відпрацьовується трьома АІН3 (для кожного з них напруга завдання однакова  $u_{3AD}^3=u_{3AD}/3$ ). Напруга завдання для АІН1 фази БАІН визначається як напруга помилки  $u_{3AD}^1=u_{3AD}-u_{ФПР}$ .

При однополярній модуляції напруга однофазного мостового АІН3 (див. п. 4.2.4.2) може бути розрахована як  $u_3=u_{aN}-u_{bN}$  ( $u_{aN}$ ,  $u_{bN}$  – напруга на вихідних затисках АІН3 щодо негативного затиску ДПС). Відповідно до імпульсів керування ключами АІН3, які формуються шляхом порівняння заданої  $u_{3AD}^3$  і модулюючої напруги трикутної форми  $u_{ТР}$  (яка симетрична щодо нуля), визначаються напруги:

$$u_{aN} = \begin{cases} 3, & \text{if } u_{3AD}^3 \geq u_{ТР}, \\ 0, & \text{if } u_{3AD}^3 < u_{ТР}. \end{cases} \quad u_{bN} = \begin{cases} 3, & \text{if } (-u_{3AD}^3) \geq u_{ТР}, \\ 0, & \text{if } (-u_{3AD}^3) < u_{ТР}. \end{cases}$$

Напруги фаз БАІН визначаються як сума напруги АІН3 у фазі  $u_{ФМПЧ}=u_{31}+u_{32}+u_{33}$ . Напруга фази навантаження (а)  $u_{ФПРa}=u_{ФБАІНа}-(u_{ФБАІНа}+u_{ФБАІНб}+u_{ФБАІНс})/3$ .

Результати моделювання при  $f_{M3}=300$  Гц і  $f_{M1}=3000$  Гц наведені в таблиці 4.27 (значенню  $\mu=1$  відповідає  $A=9$ ,  $U_{1m(1)a}$ ,  $U_{1m(1)b}$ ,  $U_{1m(1)c}$  – відносні амплітуди перших гармонік вихідної напруги АІН1 у фазах БАІН).

Таблиця 4.27 – Показники схеми БАІН з активним силовим фільтром

$\mu$	1,15	1,1	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
$U_{1m(1)a}, \%$	2,7	4,36	1,3	7,17	10,3	2,6	3,65	1,5	7,36	3,1	2,5	6,07
$U_{1m(1)b}, \%$	4,8	1,6	0,2	5,16	9,2	2,1	3,82	2,6	6,08	2,86	2,5	5,82
$U_{1m(1)c}, \%$	2,94	2,5	3,2	4,94	8,4	1,3	4,6	2,4	6,03	1,62	2,6	6,16
$THD_{200}, \%$	4,2	4,7	5,5	6,8	7,78	6,6	10,7	13	17	19,8	31,9	36,9

На рисунку 4.137 наведені осцилограми напруги фази навантаження  $u_{ФН}$ ,  $u_{ФПР}$ , напруги завдання  $u_{3AD}^1$  і вихідної напруги АІН1  $u_1$  для  $\mu=1,15$ .

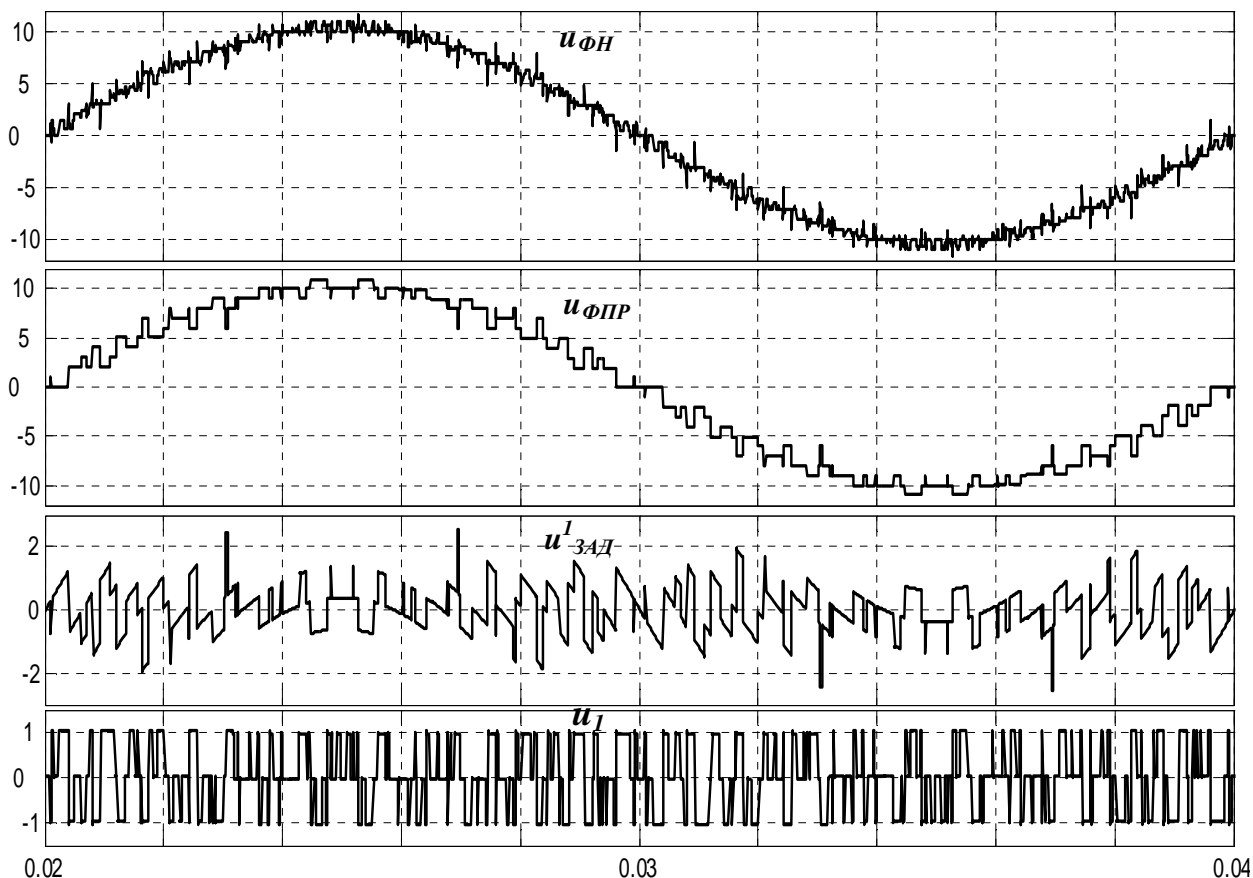


Рисунок 4.137 – Осцилограми напруги для фази БАІН

Важливим моментом є те, що це рішення забезпечує рівномірний спектр гармонік вихідної напруги фази навантаження і при цьому амплітуди вищих гармонік не перевищують 1 % (рис. 4.138).

Режим роботи АІН1 залежно від значення  $\mu$  змінюється у разі зміни напругу передачі енергії, що передбачає використання ДПС1 з двобічною провідністю. Якщо  $U_{Im(1)}$  обмежити значенням 10 %, то за  $A_{MAX}=10,35$  з урахуванням того, що струми АІН1 і АІН3 однакові, потужність ДПС1 складе  $0,1/10,35=0,0097$  відносно потужності БАІН (менше 1 %). При цьому як ДПС можна використовувати однофазний активний випрямляч (див. п. 5.1) на IGBT класу 1,2 кВ.

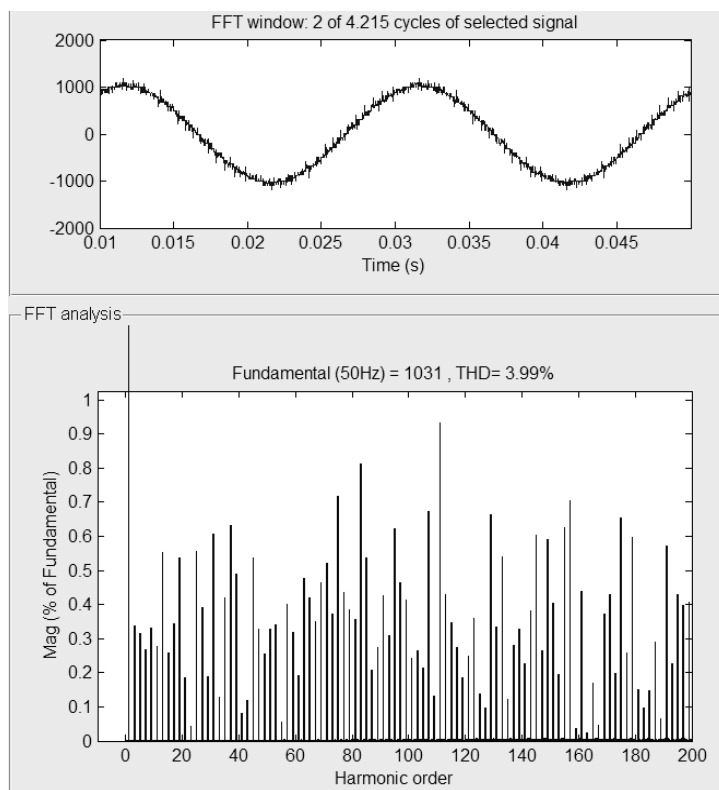
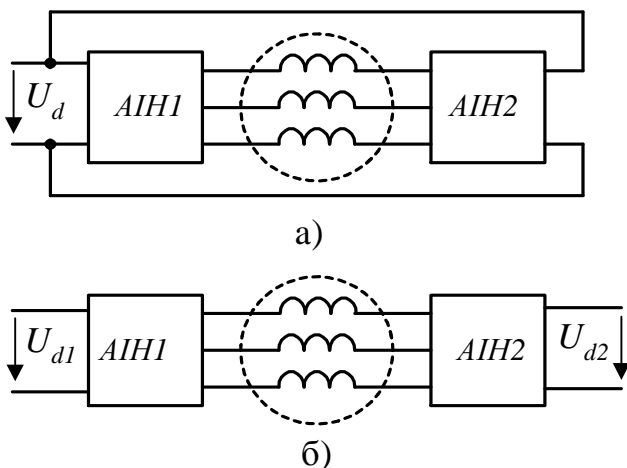


Рисунок 4.138 – Спектр напруги фази навантаження

#### 4.3.10 Каскадні схеми із з'єднанням інверторів через фази навантаження

При використанні трифазного двигуна змінного струму з незв'язаними обмотками статора за 6 виводів і двох кабелях знаходять використання схеми БАІН з двох АІН, підключених, відповідно, до входних і вихідних затисків (рис. 4.139). До їх переваг належать розподіл потужності між АІН і можливість використання в них ключів на удвічі меншу напругу. При цьому можна виділити два варіанти схем: АІН мають загальне джерело постійного струму ДПС (рис. 4.139, а); АІН мають незалежні ізолювані ДПС (рис. 4.139, б).

Варто зазначити, що варіанти БАІН із загальним ДПС та ізолюваними ДПС мають різні можливості для формування вихідної напруги на навантаженні. Для цього скористаємося схемами заміщення, наведеними на рисунку 4.140, а (з ізолюваними ДПС) і рисунку 4.140, б (із загальним ДПС), де ЕДС  $E_i$  відповідають рівню напруги джерела, до якого підключено вивід обмотки. При загальному ДПС негативні затиски джерел з'єднані і напруга фази навантаження (а):  $u_\phi = E_{a1} - E_{a2}$ .



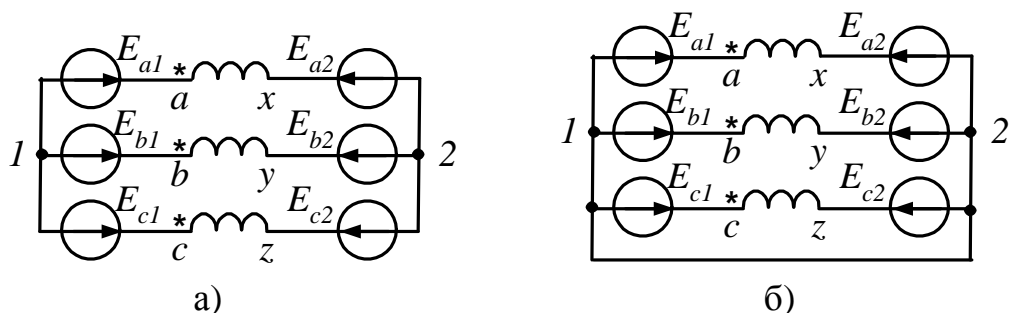
Рисунки 4.139 – БАІН з незв'язаним колом навантаження

Для дворівневого АІН отримуємо:  $U, 0, -U$ , що відповідає трьом рівням. Використання АІН із загальним ДПС щодо підвищення якості напруги  $u_\phi$  не має сенсу, а лише для розподілу струмів ключів в АІН.

При ізолюваних ДПС скористаємося методом вузлової напруги. Напруга між вузлами 1, 2:

$$U_{12} = \frac{y[(E_{a1} - E_{a2}) + (E_{b1} - E_{b2}) + (E_{c1} - E_{c2})]}{3y} \quad (y - \text{провідність фази навантаження}).$$

Напруга на фазі навантаження  $u_{\phi a} = (E_{a1} - E_{a2}) - U_{12}$ .



Рисунки 4.140 – Схеми заміщення БАІН з ізолюваними ДПС (а) і загальним ДПС (б)

При цьому для дворівневих АІН значення напруги на фазі навантаження складуть  $u_\phi = \{4U/3, 3U/3, 2U/3, U/3, 0, -U/3, -2U/3, -3U/3, -4U/3\}$ , що відповідає  $N=9$ . Отже, маємо таку ж картину, як і у разі використання трирівневого АІН.

## 5 АКТИВНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Випрямлячі є елементом, що зв'язують мережу змінного струму з мережею постійного струму і можуть здійснювати як однобічне, так і двобічне перетворення енергії (випрямний та інверторний режими роботи). Загальним недоліком їх є значне спотворення струму, що споживається від мережі змінного струму і, як наслідок, низький коефіцієнт потужності при значному коефіцієнті гармонік (див. п. 2.2).

Нижче розглянуто схеми з активним формуванням синусоїдального струму, що споживається з мережі змінного струму, які у наш час отримали загальну назву активні випрямлячі (АВ).

АВ можна розподілити на два типи: активні випрямлячі напруги (АВН) та активні випрямлячі струму (АВС).

АВН працює в режимі регульованого джерела постійної напруги і забезпечує регулювання напруги вище значення вихідної напруги для відповідної схеми некерованого випрямляча. АВН функціонує за незмінної полярності випрямленої напруги, але допускає зміну напрямку випрямленого струму.

АВС – це випрямляч, працюючий у режимі регульованого джерела постійного струму. Він забезпечує регулювання напруги нижче значення вихідної напруги у відповідній схемі некерованого випрямляча і функціонує за незмінного напрямку випрямленого струму, але допускає зміну полярності і регулювання випрямленої ЕРС.

### 5.1 Активні випрямлячі напруги

#### 5.1.1 Випрямляч напруги з активним формуванням вхідного струму з однобічним передаванням енергії

Невід'ємним елементом випрямляча є вихідний фільтр для згладжування напруги (струму) у навантаженні, що суттєво спотворює форму вхідного струму, що споживається від мережі (див. п. 2.2). Найбільш суттєво це проявляється при ємнісному фільтрі. На рисунку 5.1 подані діаграми напруги і вхідного струму для однофазної мостової схеми випрямлення. При цьому вхідний струм має вигляд короткочасних імпульсів під час заряду ємності на інтервалі ( $t_1 - t_2$ ). Увесь інший час діоди випрямляча вимкнуті зворотною напругою з боку конденсатора. Імпульси

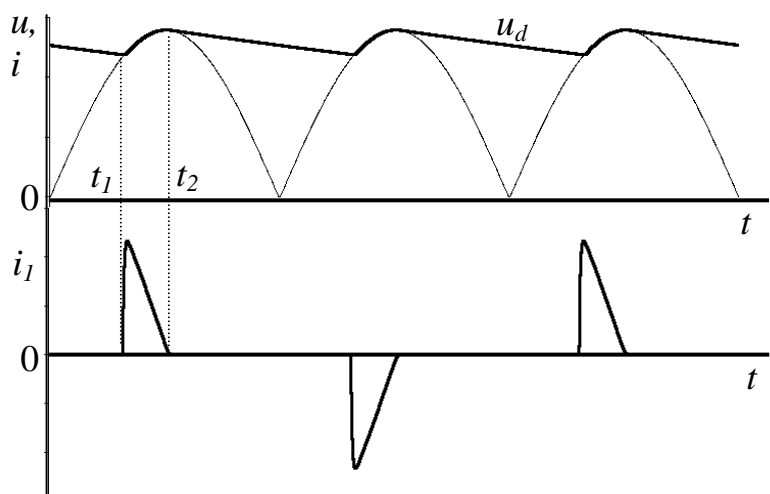


Рисунок 5.1 – Діаграми напруги і струму випрямляча з ємнісним фільтром

струму мають значну амплітуду, оскільки за короткий час ємність накопичує енергію, що потім віддається у навантаження.

Деякого покращення форми вхідного струму можна досягнути використанням  $L$  або  $LC$  фільтра на вході випрямляча. Оскільки слід послабити низькочастотні гармоніки, це рішення не дає суттєвого ефекту і має ряд недоліків.

Формування синусоїдального вхідного струму при коефіцієнті потужності близькому до 1 можна досягнути за рахунок використання у схемі випрямляча імпульсних перетворювачів. Один із варіантів схеми з використанням імпульсного перетворювача напруги (ІП), що підвищує, подано на рисунку 5.2. Використання цієї схеми має деякі обмеження, основним із яких необхідність підтримання вихідної напруги випрямляча на рівні, що дещо (у межах 10 %) перевищує амплітуду змінної напруги мережі живлення  $U_d > U_{1m}$ .

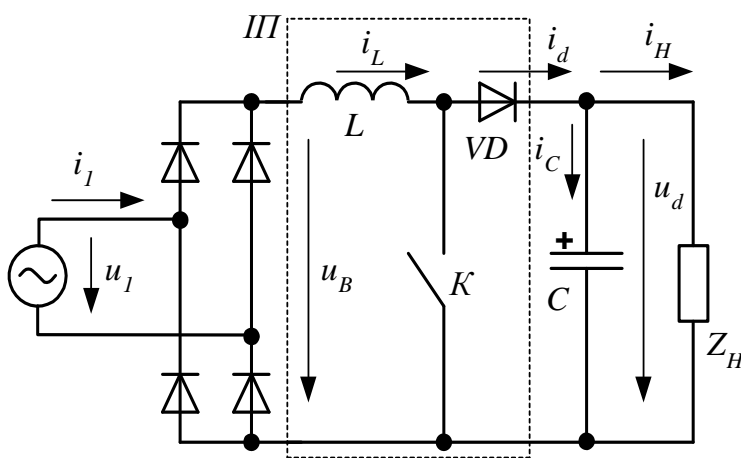


Рисунок 5.2 – Випрямляч з ІП, що підвищує, з формуванням вхідного струму

змінного струму з урахуванням того, що витрати у схемі випрямляча відсутні

$$p(t) = U_{1m} |\sin \omega t| I_{1m} |\sin \omega t| = U_1 I_1 - U_1 I_1 \cos 2\omega t, \quad (5.1)$$

де амплітудні і діючі значення напруги і струму  $U_{1m} = \sqrt{2} U_1$  і  $I_{1m} = \sqrt{2} I_1$ .

Вважаємо, що ємність  $C$  достатньо велика, щоб напруга на виході була ідеально згладженою, тобто  $u_d(t) = U_d$ , відповідно і струм навантаження  $i_H(t) = I_H$ .

При цьому потужність на виході імпульсного перетворювача

$$p_d(t) = U_d i_d(t), \quad (5.2)$$

де згідно з рисунком 5.2 його вихідний струм

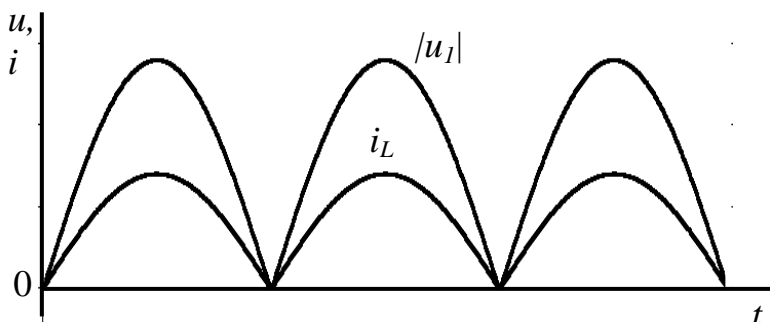


Рисунок 5.3 – Діаграми напруги і струму випрямляча

$$i_d(t) = I_H + i_c(t). \quad (5.3)$$

Вважаємо, що імпульсний перетворювач ідеальний, тобто зневажаємо витратами енергії у ньому. Частота модуляції достатньо велика, відповідно мала індуктивність  $L$  і можна нехтувати енергією, що у ній накопичується.

Виходячи з цього, можна вважати, що  $p(t)=p_d$ . Згідно з рівняннями (5.1) і (5.2) отримуємо

$$i_d(t) = I_H + i_c(t) = \frac{U_1 I_1}{U_d} - \frac{U_1 I_1}{U_d} \cos 2\omega t. \quad (5.4)$$

Звідси середнє значення струму  $i_d$  дорівнює

$$I_d = I_H = \frac{U_1 I_1}{U_d}, \quad (5.5)$$

а струм конденсатора

$$i_c(t) = -\frac{U_1 I_1}{U_d} \cos 2\omega t = -I_d \cos 2\omega t. \quad (5.6)$$

Спочатку аналізу вважалось, що ємність конденсатора достатньо велика ( $C \rightarrow \infty$ ) і пульсації у вихідній напрузі відсутні. У разі реального значення ємності згідно з (5.6) можна розрахувати відповідне значення напруги пульсації (гармоніки з подвійною відносно частоти мережі частотою)  $u_{dn}(t) = u_{d(2)}(t)$  відносно  $U_d$

$$u_{dn}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = -\frac{I_d}{2\omega C} \sin 2\omega t = -U_{d(2)m} \sin 2\omega t, \quad (5.7)$$

де  $U_{d(2)m}$  – амплітуда пульсації.

Значення ємності  $C$  обирається, виходячи з необхідного коефіцієнта пульсацій  $K_{II} = U_{d(2)m} / U_d$

$$C = \frac{I_d}{2\omega \cdot K_{II} \cdot U_d}. \quad (5.8)$$

Відзначимо, що складові струму з частотою модуляції також замикаються крізь ємність.

Таким чином, ємність конденсатора у схемі з активним формуванням струму приблизно в три рази менша, ніж у звичайній схемі (див. п. 2.1.3).

Як визначено вище, імпульсний перетворювач повинен формувати струм  $i_L$  відповідно напрузі на виході діодного мосту (рис. 5.3). Для керування перемиканням ключа  $K$  використана замкнена система керування (рис. 5.4), що забезпечує роботу ІП як джерела струму.

Система містить у собі два контури регулювання: вхідного струму і напруги на виході. Для регулювання струму використано релейний принцип, коли значення струму змінюється у визначеному «коридорі» значень  $(i_{L34D} + \delta) \geq i_{L\Phi} \geq (i_{L34D} - \delta)$ , де  $i_{L34D}$  – задане (миттєве) значення струму,  $\delta$  – задане

(припустимо) відхилення,  $i_{L\phi}$  – фактичне значення струму (сигнал з виходу датчика струму).

Це здійснюється за допомогою підсумкового пристрою, з виходу якого сигнал  $(i_{L3AD} - i_{L\phi})$  надходить на релейний елемент  $PE$ , що має два стани і формує сигнал керування ключем  $K$ . Якщо  $(i_{L3AD} - i_{L\phi}) < -\delta$  ключ  $K$  вмикається, струм  $i_L$  при цьому починає зростати, доки не буде виконуватись умова  $(i_{L3AD} - i_{L\phi}) > \delta$  і релейний елемент перекидається у протилежний стан, що призводить до вимкнення ключа і спадання струму.

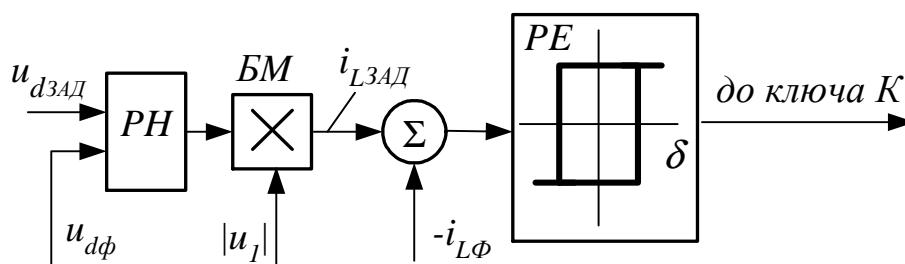


Рисунок 5.4 – Структурна схема системи керування

Звичайно значення відхилення  $\delta$  мале, тому фактичне значення струму коливається відносно заданого значення (рис. 5.5), відтворюючи закон змінювання  $i_{L3AD}$ , що визначається напругою на виході діодного мосту  $|u_I|$ . Остання вимірюється з виходу мосту за допомогою датчика напруги (резистивного розподільовача).

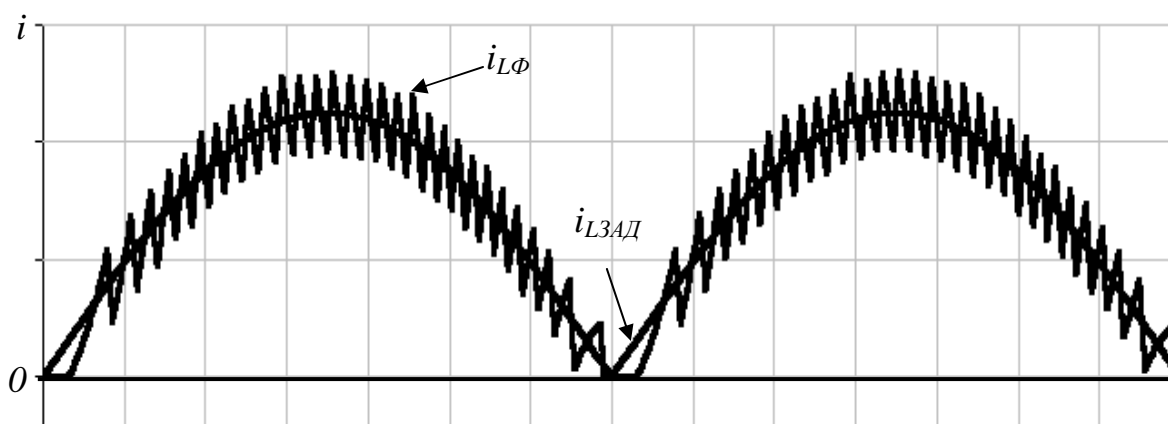


Рисунок 5.5 – Діаграма вхідного струму ІП

Завдання амплітуди струму здійснює регулятор напруги РН, на входи якого подано сигнали завдання напруги на виході випрямляча  $u_{d3AD} = U_d$  і його фактичного значення  $u_{d\phi}$ . Амплітуда  $i_L$  повинна бути такою, щоб підтримувати вихідну напругу на заданому рівні  $u_{d3AD} = U_d$ , незважаючи на змінювання навантаження і коливання напруги відносно його номінального значення. Підсилена різниця  $(u_{d3AD} - u_{d\phi})$  з виходу регулятора напруги є завданням амплітуди струму  $i_L$  і надходить на вхід блока множника (БМ), на інший вхід якого подано сигнал пропорційний напрузі  $|u_I|$ . Таким чином формується сигнал  $i_{L3AD}$ .

Щодо розглянутої схеми випрямляча з активним формуванням струму з використанням імпульсного перетворювача постійного струму в постійний, можна додатково відзначити:



- вихідна напруга  $u_d$  містить гармоніку подвійної частоти відносно частоти мережі, тому схема керування не може компенсувати її пульсацію без викривлення форми вхідного струму;
- якщо пульсації струму  $i_L$  мають незначну амплітуду можна використовувати дросель із шихтованим стальним осереддям, що сприяє зменшенню його габаритів;
- із збільшенням частоти перемикань ключа зменшується потрібне значення індуктивності дроселя  $L$  і амплітуда пульсацій струму. Однак витрати перемикань при цьому суттєво підвищуються, тому вибір частоти перемикань необхідно здійснювати з урахуванням усіх факторів;
- підвищення вихідної напруги (постійної її складової  $U_d$ ) більш ніж на 10 % відносно амплітуди вхідної напруги змінного струму  $U_{lm}$  призводить до збільшення амплітуди вхідного струму і суттєвого зниження ККД схеми;
- під час вмикання випрямляча необхідно запобігти пошкодження схеми імпульсного перетворювача струмом заряду конденсатора для чого може бути використаний струмообмежувальний резистор, що вмикається послідовно з  $L$ . Після завершення заряджання, резистор замикається контактором або тиристором. Можна на час заряджання зашунтувати схему імпульсного перетворювача тиристором, що вимкнеться після заряджання конденсатора;
- на вході випрямляча бажано мати невеликий конденсатор фільтра для запобігання передаванню високочастотних пульсацій у мережу.
- розглянута схема дозволяє стабілізувати значення вихідної напруги на заданому рівні у разі зниження вхідної напруги змінного струму;
- ККД випрямляча з активним формуванням струму порівняно зі схемою випрямляча без формування струму знижується на декілька відсотків унаслідок додаткових витрат у схемі імпульсного перетворювача.

### 5.1.2 Активні випрямлячі напруги з двобічним передаванням енергії

У деяких випадках, наприклад у регульованих електроприводах, виникає потреба забезпечення двобічного передавання енергії між мережею змінного струму і двигуном, оскільки останній може працювати як у режимі двигуна – споживає і перетворює електричну енергію у механічну, так і у режимі генератора, коли енергія повертається у мережу змінного струму.

Таке завдання виникає як у регульованому електроприводі постійного струму (див. п. 2.7), так і змінного струму з перетворювачами частоти з проміжною ланкою постійного струму (п. 6.1).

Вище була розглянута схема активного випрямляча (AB), що забезпечує одnobічне передавання енергії у коло постійного струму за коефіцієнтом потужності, що дорівнює 1. Для формування вхідного струму у схемі використано додатковий імпульсний перетворювач, що підвищує.

Схема активного випрямляча може бути реалізована безпосередньо на базі мостових схем інвертора напруги (п. 4.2) на повністю керованих ключах із зворотними діодами у разі додання у коло змінного струму дроселів.

### 5.1.2.1 Однофазний мостовий випрямляч

Спочатку розглянемо можливості однофазної мостової схеми, що подана на рисунку 5.6. Дросель  $L$  (буферна індуктивність), що підвищує індуктивність у колі змінного струму до необхідного рівня, підключена, щоб зменшити пульсації струму мережі  $i_l$  при

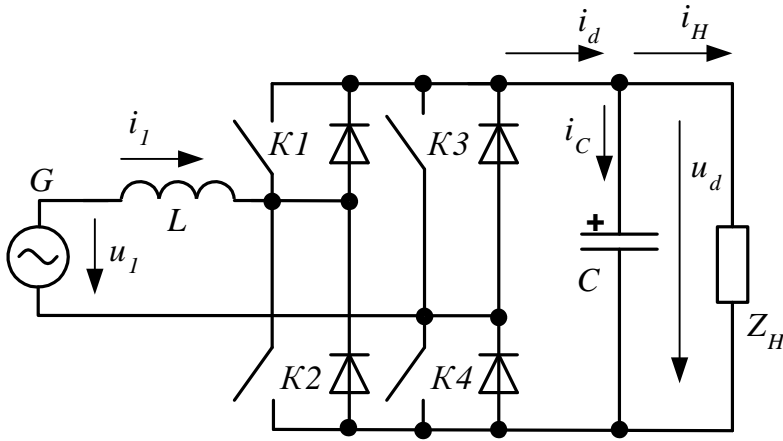


Рисунок 5.6 – Активний випрямляч за однофазною мостовою схемою

кінцевій частоті перемикання ключів схеми. Ця індуктивність є елементом (здатним накопичувати енергію), що надає схемі властивості підвищення напруги. Навантаження (на рисунку 5.6 подано як  $Z_H$ ) у колі постійного струму може бути активне, активно-індуктивне або з джерелом ЕРС. Проаналізуємо загальні можливості перетворення

енергії активного випрямляча з використанням еквівалентної схеми кола, що подана на рисунку 5.7. Напруга мережі (на рисунку 5.7 джерело  $G$ )

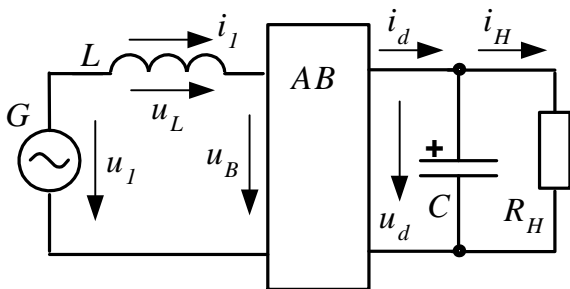


Рисунок 5.7 – Еквівалентна схема кола з АВН

$$u_l = u_B + u_L, \quad (5.9)$$

де  $u_B$  – напруга на вході активного випрямляча АВ,  $u_L = L \frac{di_l}{dt}$  – напруга на дроселі.

Вважаємо напругу мережі синусоїдальною, інші складові враховуємо для основної гармоніки (з частотою мережі  $\omega = 2\pi f$ ).

Таким чином, можна перейти до векторної суми  $\underline{U}_1 = \underline{U}_{B(1)} + \underline{U}_{L(1)}$ , де  $\underline{U}_1 = U_1 \cdot e^{j0^\circ}$ ,  $\underline{U}_{L(1)} = j\omega L \underline{I}_{l(1)}$ .

Відповідна векторна діаграма подана на рисунку 5.8, де перша гармоніка струму  $\underline{I}_{l(1)}$  зсунута від  $\underline{U}_1$  на кут  $\varphi$ . Вектор  $\underline{U}_{B(1)}$  визначено, виходячи із значення струму та індуктивності  $L$ , яким відповідає вектор  $\underline{U}_{L(1)}$ , що випереджає вектор струму. Відносно  $\underline{U}_1$  вектор  $\underline{U}_{B(1)}$  зсунутий на кут  $\theta$ .

Активна потужність  $P$ , що споживається АВ із кола змінного струму

$$P = U_1 I_{l(1)} \cos \varphi.$$

Виходячи з рисунку 5.8 можна визначити, що

$$U_{L(1)} \cos \varphi = \omega L I_{l(1)} \cos \varphi = U_{B(1)} \sin \theta.$$

Звідси 
$$I_{l(1)} \cos \varphi = \frac{U_{B(1)} \sin \theta}{\omega L}.$$

Відтоді активна потужність

$$P = \frac{U_1^2}{\omega L} \left( \frac{U_{B(1)}}{U_1} \sin \theta \right). \quad (5.10)$$

Згідно з векторною діаграмою (рис. 5.8) реактивна потужність  $Q = U_1 I_{L(1)} \sin \varphi$ , що споживається від джерела, позитивна. При цьому  $U_1 = \omega L I_{L(1)} \sin \varphi + U_{B(1)} \cos \theta$ , звідки

$$I_{L(1)} \sin \varphi = \frac{U_1 - U_{B(1)} \cos \theta}{\omega L}.$$

Таким чином, отримуємо

$$Q = \frac{U_1^2}{\omega L} \left( 1 - \frac{U_{B(1)}}{U_1} \cos \theta \right). \quad (5.11)$$

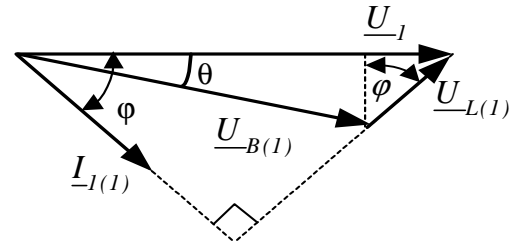


Рисунок 5.8 – Векторна діаграма для вхідного кола АВН

Відзначимо, що  $Q$  – сума реактивної потужності, яка споживається випрямлячем і індуктивністю  $L$ .

Вектор струму у вхідному колі (комплекс діючого значення основної гармоніки)

$$\underline{I}_{L(1)} = \frac{U_1 - \underline{U}_{B(1)}}{j\omega L}. \quad (5.12)$$

Із отриманих співвідношень виходить, що для даної напруги мережі  $U_1$  і обраної індуктивності  $L$  потрібні значення струму і потужностей  $P$  і  $Q$  можуть бути отримані регулюванням значення і фази  $U_{B(1)}$ .

У нашому випадку найбільший інтерес становлять два режими передавання активної потужності за  $Q = 0$ : випрямний і інвертування (рис. 5.9). В обох випадках  $U_{B(1)} = \sqrt{U_1^2 + (\omega L I_{L(1)})^2}$ , тобто  $U_{B(1)} > U_1$ .

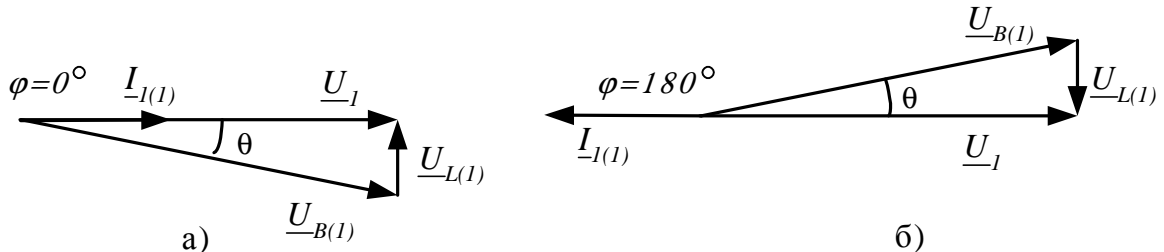


Рисунок 5.9 – Векторні діаграми вхідного кола АВН за  $\cos \varphi = 1$  для:

- а) випрямного режиму;
- б) режиму інвертування

Виходячи з цього, напруга на виході випрямляча (у колі постійного струму)  $U_d$  повинна мати достатньо велике значення, оскільки  $U_{B(1)}$  на боці

змінного струму активного випрямляча визначається коефіцієнтом модуляції  $\mu$  (для покращення гармонійного складу струму бажано, щоб  $\mu \leq 1$ ).

При цьому максимально можлива амплітуда  $U_{B(1)}$  не перевищує  $U_d$ , тобто напруга  $U_d$  повинна бути більша за амплітуду напруги мережі змінного струму  $U_d > \sqrt{2}U_1$ . Остання умова у режимі інвертування виконується за рахунок джерела ЕРС у колі постійного струму (ЕРС двигуна, що працює у генераторному режимі). Очевидно, що у випрямному режимі АВ повинен мати здатність підвищення напруги.

З рисунка 5.10 неважко побачити, що мостова схема інвертора з урахуванням дроселя на вході, під час вмикання відповідних ключів згідно з полярністю напруги джерела  $u_1$ , утворює схему імпульсного перетворювача, що підвищує напругу.

Варто зазначити, що керування АВ з визначенням і регулюванням значення і фази напруги  $U_{B(1)}$  достатньо складне у реалізації. При цьому частота перемикань ключів визначена частотою ШІМ.

З урахуванням особливостей використання схеми як імпульсного перетворювача, що підвищує, більше підходить керування з релейним формуванням вхідного струму. Окрім того, цей принцип дозволяє зменшити частоту перемикань ключів.

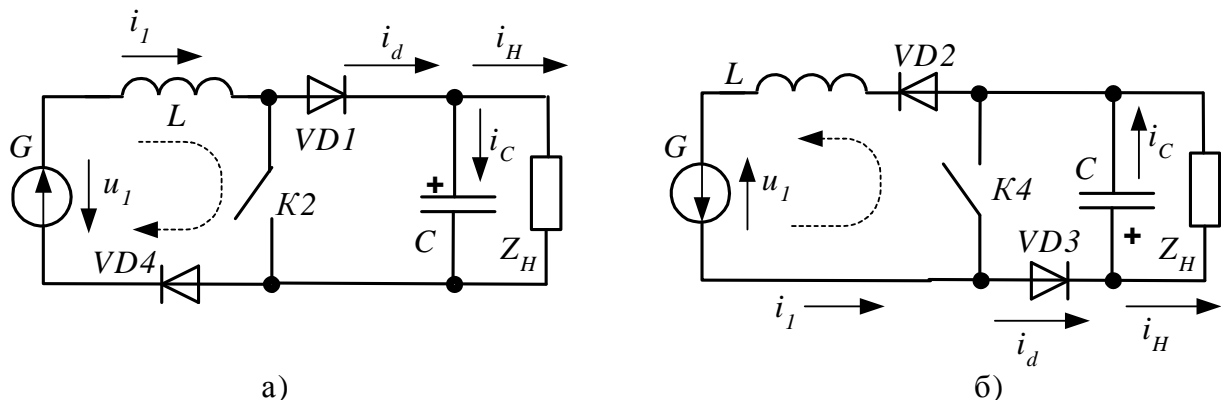


Рисунок 5.10 – Стани схеми АВН, що використовується при:  
а) позитивній полярності напруги джерела змінного струму;  
б) негативній полярності напруги джерела

Робота схеми у режимі формування струму має свої особливості порівняно з формуванням напруги інвертора з використанням ШІМ (п. 4.2.3), коли інвертор є джерелом напруги, а струм визначається параметрами навантаження.

Заряджання конденсатора  $C$ , як і у схемі звичайного діодного випрямляча здійснюється крізь ключі  $K1, K4$  (діоди  $VD1, VD4$ ) за позитивної полярності напруги  $u_1$  і ключі  $K2, K3$  (діоди  $VD2, VD3$ ) за негативної полярності  $u_1$ . Здійснюється це на кожному періоді перемикання ключів схеми. У разі замикання ключів  $K2$  ( $u_1 > 0$ ),  $K4$  ( $u_1 < 0$ ) вхідне коло перемикається – енергія накопичується в магнітному полі індуктивності  $L$ . У разі вимкнення ключів під дією ЕРС дроселя вищезазначені діоди вмикаються, накопичена енергія надходить до конденсатора  $C$ .

Варто зазначити, що коли використовуються режими випрямний та інвертування лише за коефіцієнтом потужності 1, у схемі достатньо мати два по-

вністю керованих ключі  $K2, K4$ .

Алгоритм роботи схеми під час формування струму можна визначити у такий спосіб:

–  $u_l > 0$  (рис. 5.10, а), імпульси керування на ключ  $K4$  подані постійно. Під час вмикання  $K2$  струм  $i_l$  зростає, напруга  $u_B = 0$ . Під час перемикавання ключів  $K2$  і  $K1$  ( $K2$  вимикається, а  $K1$  вмикається) здійснюється заряджання конденсатора, струм  $i_l$  зменшується, напруга  $u_B = U_d$ ;

–  $u_l < 0$  (рис. 5.10, б), імпульси керування на ключ  $K2$  подані постійно. Під час вмикання  $K4$  струм  $i_l$  зростає, напруга  $u_B = 0$ . Під час перемикавання ключів  $K4$  і  $K3$  ( $K4$  вимикається, а  $K3$  вмикається) здійснюється заряджання конденсатора, струм  $i_l$  зменшується, напруга  $u_B = -U_d$ ;

Принцип побудови системи керування повністю аналогічний розглянутому у п. 4.2.3. Структурна схема її, що забезпечує випрямний режим роботи з  $\cos\varphi = 1$ , подана на рисунку 5.11. Регулювання здійснюється за значенням напруги на виході  $u_d$  за допомогою регулятора напруги (РН), на вході якого порівнюються задане  $u_{d3AD}$  і фактичне значення напруги на виході  $u_{d\phi}$ . У блоці множення (БМ) здійснюється множення сигналу з виходу РН на сигнал, пропорційний вхідній напрузі  $u_l$ , щоб сформувати сигнал завдання струму  $i_{l3AD}$ . Різниця між заданим і фактичним значенням струму ( $i_{l3AD} - i_{l\phi}$ ) подається на вхід релейного елемента РЕ, що перекидається в стан «1», коли  $(i_{l3AD} - i_{l\phi}) \leq -\delta$  ( $\delta$  – відхилення або поріг спрацьовування РЕ, що складає декілька процентів по відношенню до амплітуди струму), і у стан «0», якщо  $(i_{l3AD} - i_{l\phi}) \geq \delta$ . Розподіл імпульсів керування на ключі залежно від полярності напруги мережі  $u_l$  здійснює комбінаційна схема на елементах  $D2-D8$ . Полярність  $u_l$  визначається за допомогою компаратора  $K$ , сигнал на виході якого отримує значення «1» за позитивної полярності  $u_l$ , та інвертора  $D1$ , «1» на виході якого відповідає негативній полярності напруги мережі. Система забезпечує змінювання струму  $i_{l\phi}$  у межах значень  $(i_{l3AD} \pm \delta)$ , що ілюструє рисунок 5.12.

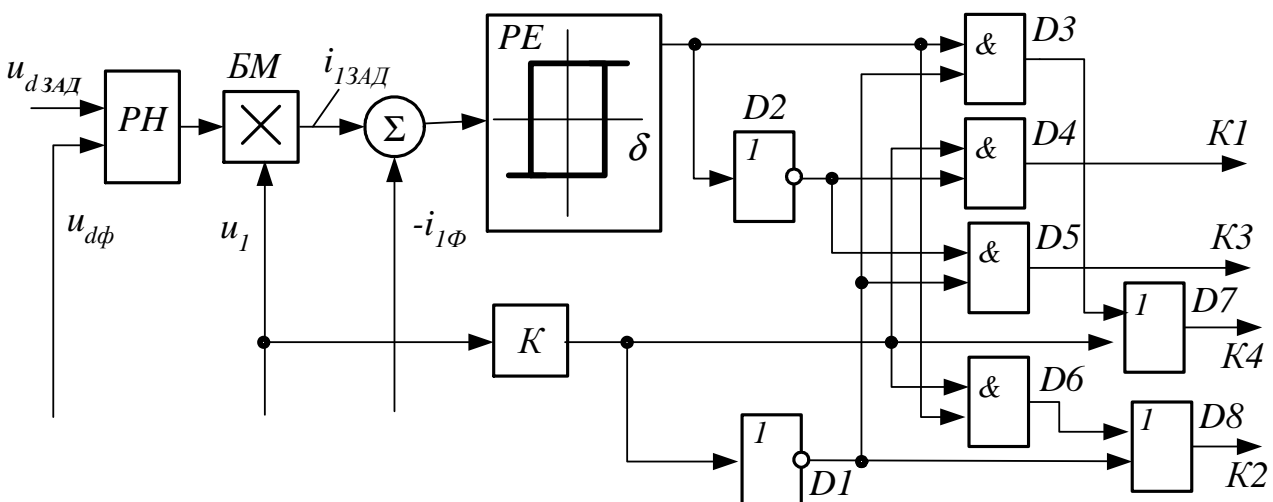


Рисунок 5.11 – Структурна схема системи керування АВН

Виходячи з тих же припущень, які були зроблені у п. 5.1, вихідний струм АВ (з урахуванням основної гармоніки)

$$i_d(t) = I_H + i_c(t) = \frac{U_1 I_{1(1)}}{U_d} - \frac{U_1 I_{1(1)}}{U_d} \cos 2\omega t. \quad (5.13)$$

Складова струму подвійної частоти (по відношенню до частоти мережі) призводить до відповідних пульсацій напруги на конденсаторі  $C$ , що обумовлює необхідність встановлення фільтру для виділення постійної складової напруги  $U_d$  або додавання складової подвійної частоти у сигнал  $u_{d3AD}$ .

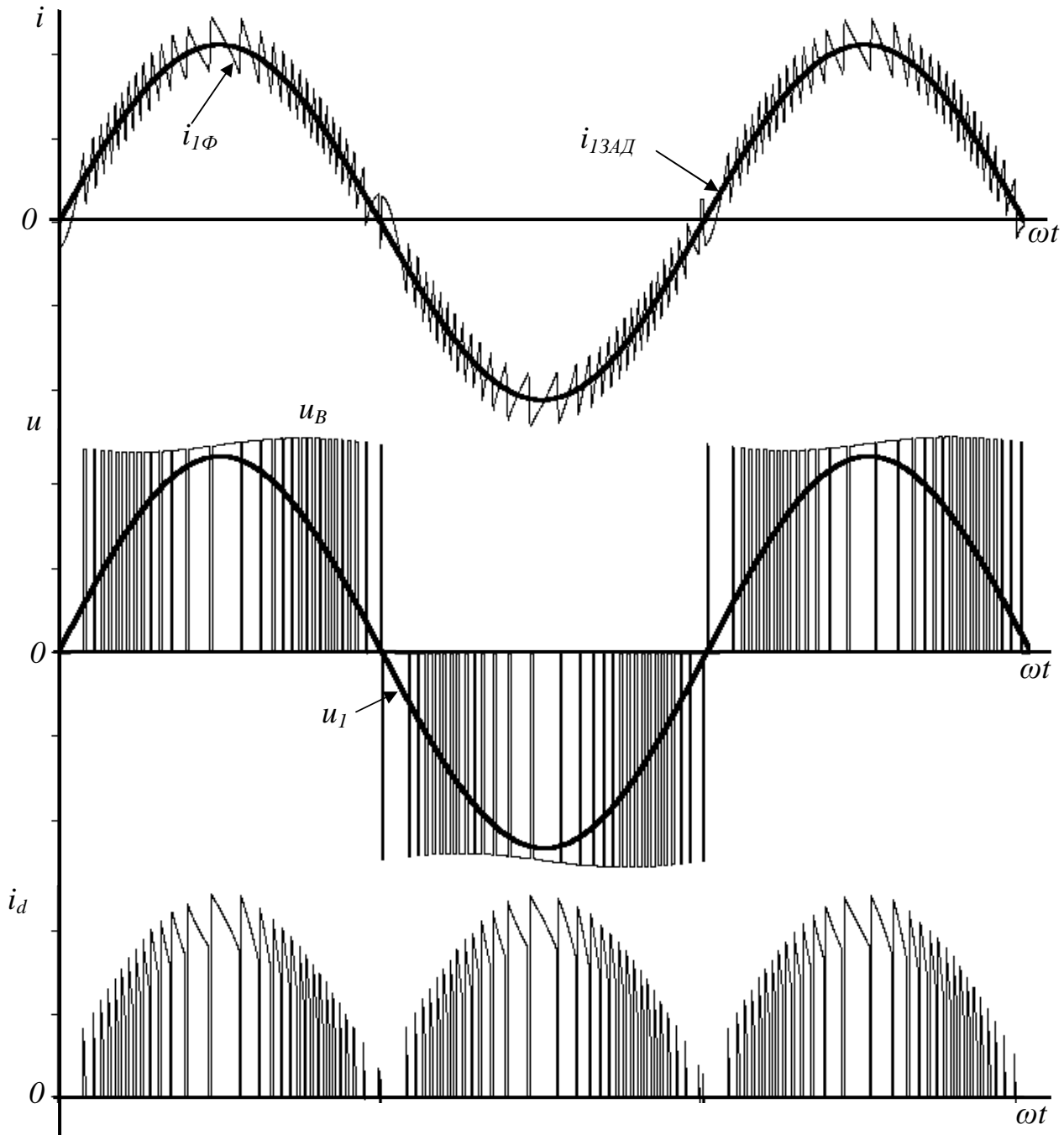


Рисунок 5.12 – Діаграми напруги і струму активного випрямляча під час роботи з  $\cos\varphi=1$

Якщо  $i_{13AD}$  подавати у протифазі до напруги мережі, то здійснюється інверторний режим роботи із зворотним напрямком передавання енергії з кола

постійного струму у мережу змінного струму.

Варто зазначити, що кут зсуву між напругою  $u_l$  і струмом  $i_l$  можна задавати будь-яким і, тим самим, регулювати значення і напрямок передавання енергії між колами змінного і постійного струму. Це дозволяє використовувати схему для генерування реактивної потужності, про що мова йде у п. 8.2.

**Приклад 5.1.** Однофазний мостовий АВН використовується для живлення навантаження постійного струму з  $U_d=U_{НОМ}=330$  В від мережі змінного струму з напругою  $U_l=220$  В і коефіцієнтом потужності  $\cos\varphi=1$ . Індуктивність дроселя на вході АВ становить  $L=4$  мГн. Визначити потужність навантаження.

**Розв'язання.** Діюче значення першої гармоніки вхідної напруги АВН (з коефіцієнтом модуляції  $\mu=1$ ) визначимо, виходячи з напруги навантаження  $U_{B(1)}=U_{НОМ}/\sqrt{2}=233,4$  В.

З трикутника напруги (рис. 5.9, а) діюче значення першої гармоніки напруги дроселя  $U_{L(1)} = \sqrt{U_{B(1)}^2 - U_1^2} = 77,9$  В.

З іншого боку  $U_{L(1)}=U_{B(1)}\sin\theta$ , виходячи з цього  $\theta = \arcsin \frac{U_{L(1)}}{U_{B(1)}} = 19,5^\circ$ .

Активна потужність

$$P = \frac{U_1^2}{\omega L} \left( \frac{U_{B(1)}}{U_1} \sin \theta \right) = \frac{220^2}{314 \cdot 0,004} \left( \frac{233,4}{220} \sin 19,5 \right) = 13646,7 \text{ Вт.}$$

Діюче значення першої гармоніки струму, що споживається при цьому з мережі

$$I_{(1)} = U_{L(1)}/\omega L = 77,9/314 \cdot 0,004 = 62,02 \text{ А.}$$

У разі іншого навантаження слід змінювати значення  $U_{B(1)}$  ( $\mu$  за незмінного значення  $U_d=U_{НОМ}$ ) і одночасно кут  $\theta$ .

Розрахунок параметрів схеми АВН можна здійснити аналогічно до схеми АІН (див. п. 4.2.2.2).

### 5.1.2.2 Трифазний мостовий дворівневий випрямляч

Спрощена еквівалентна схема трифазного мостового дворівневого АВН (вихідна напруга має два рівні 0,  $+U_d$ ), що відповідає схемі АІН (див. п. 4.2.5) з буферними дроселями у колі змінного струму, подана на рисунку 5.13. Можливі вісім станів перемикачів у плечах мосту (див. п. 4.2.5) і відносна фазна напруга ( $u^*=u_\phi/U_d$ ) подані у таблиці 5.1. 1 у таблиці 5.1 свідчить про те, що відповідний перемикач знаходиться у верхньому положенні і фазу мережі з'єднано з позитивним виводом конденсатора, у іншому разі з негативним виводом конденсатора. Вважаємо, що напруга на виводах змінного струму випрямляча  $a, b, c$  ( $u_{\phi a}, u_{\phi b}, u_{\phi c}$ ) утворює симетричну трифазну систему (за основною гармонікою), що дозволяє розглядати її відносно нейтралі джерела змінного струму. Відтоді для кожної фази кола (рис. 5.13) справедливі співвідношення, що отримані у п. 5.2.1, тобто при заданій напрузі мережі і індуктивності буферного дроселя  $L$  основна гармоніка струму на вході випрямляча визначається амплітудою і фазою основної гармоніки напруги, що формується у фазах АВН.

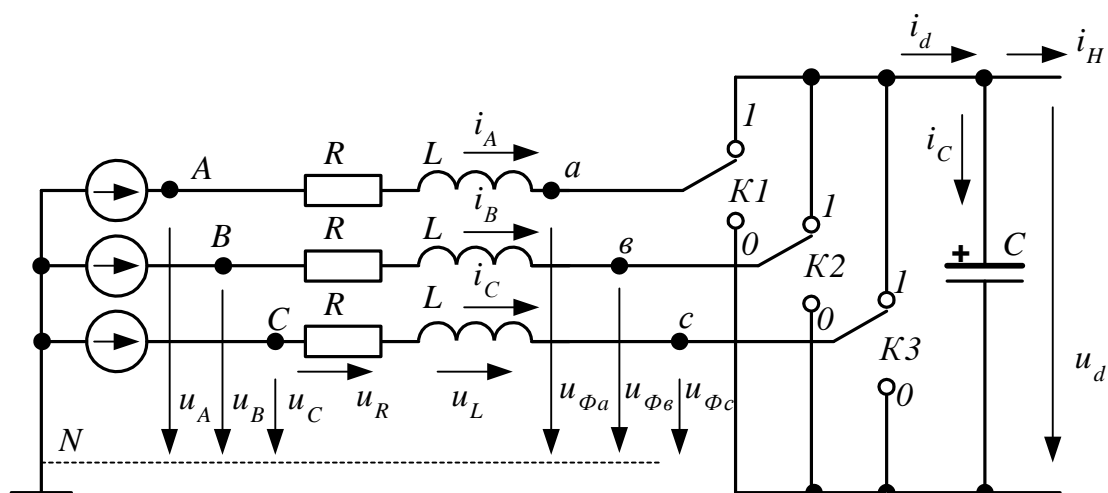


Рисунок 5.13 – Спрощена схема трифазного мостового АВН

При цьому напруга у колі постійного струму  $U_d$  повинна бути достатньою, щоб забезпечити необхідну амплітуду основної гармоніки фазної напруги (бажано у межах коли коефіцієнт модуляції за амплітудою  $\mu \leq 1$  і викривлення струму мінімальні).

Таблиця 5.1 – Можливі стани ключів і напруга у фазах АВН

№	K1	K2	K3	$u_a^*$	$u_b^*$	$u_c^*$
1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
6	1	0	1	1/3	2/3	1/3
7	0	0	0	0	0	0
8	1	1	1	0	0	0

Як показано у п. 4.2.5 за синусоїдальної ШІМ діюче значення основної гармоніки лінійної напруги трифазного інвертора не перевищує  $U_{L(I)}=0,612U_d$ . Звідки виходить, що  $U_d > 1,634U_{LC}$  або  $U_d > 2,83U_{\phi C}$  ( $U_{LC}$ ,  $U_{\phi C}$  – відповідно лінійна та фазна напруга мережі). За векторної ШІМ або формування вхідного струму за допомогою релейного регулятора струму (PPC) діюче значення основної гармоніки лінійної напруги трифазного інвертора не перевищує  $U_{L(I)}=0,707U_d$ . Отже  $U_d > 1,414U_{LC}$ , а максимальне значення 1-ї гармоніки напруги, що формується АВН,  $U_{L(I)}=U_{LC}$ . Під час визначення  $U_d$  слід враховувати припустиме перевищення напруги мережі +10 %, тобто можна прийняти  $U_d=1,15 \cdot (1,414U_{LC})$ , відповідно  $U_{L(I)}=1,15U_{LC}$ .

Таким чином, схема повинна забезпечувати підвищення напруги у колі постійного струму, тобто працювати, як ПП, що підвищує. На відміну від однофазної схеми АВН, у явному вигляді ПП у трифазній мостовій схемі відсутній.

Звернемося до рисунку 5.14, а, б, в, де подані еквівалентні схеми кіл, що утворюються згідно з можливими станами ключів схеми для строк 1,2,7 у таб-



лиці 5.1. Можна побачити, що завжди дві фази мережі, а на рисунку 5.14, в три фази перемикаються між собою (крізь буферні дроселі). У разі зміни стану ключів між собою перемикаються інші фази, фаза що визволяється, підключається до конденсатора  $C$ , тобто у разі зміни стану ключів чергуються інтервали часу, коли енергія накопичується у відповідному дроселі з наступним передаванням її до конденсатора.

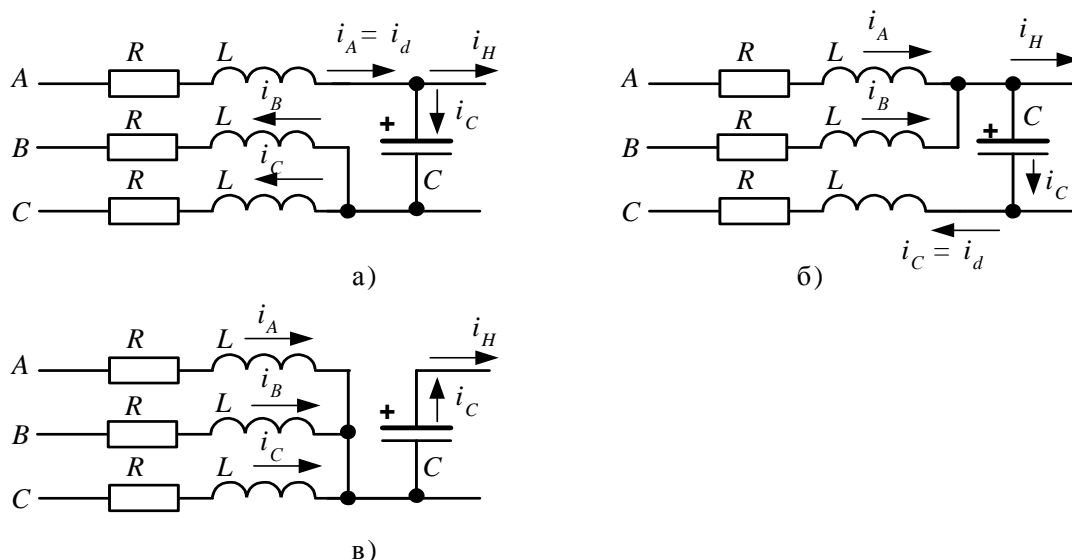


Рисунок 5.14 – Еквівалентні схеми кола з АВН у різних станах ключів:

а)  $K_1=1, K_2=K_3=0$ ; б)  $K_1=K_2=1, K_3=0$ ; в)  $K_1=K_2=K_3=0$ ;

У кожний момент часу струм  $i_d$ , що тече у коло постійного струму, є струмом одної із фаз мережі  $i_A, i_B, i_C$  (за винятком випадку, що подано на рисунку 5.14, в). Проаналізуємо його гармонійний склад, вищими гармонійними складовими напруги і струму нехтуємо.

Вважаємо, частота перемикань ключів достатньо велика, індуктивність дроселів при цьому мала і енергією, що у них накопичується, можна зневажати. Ємність конденсатора у колі  $C$  достатня, щоб напругу на конденсаторі вважати постійною  $u_d=U_d$ . Нехтуємо також активними опорами мережі і витратами у схемі АВН. У такому разі миттєва потужність, що передається у коло постійного струму  $p(t)=U_d \cdot i_d$  є сумою миттєвих потужностей, що надходять у випрямляч з кожної з трьох фаз мережі (враховуємо основну гармоніку струмів):  $p(t)=u_A \cdot i_A + u_B \cdot i_B + u_C \cdot i_C$ . Напруги і струми у фазах мережі утворюють симетричну трифазну систему, струм у фазі зсунутий відносно напруги на кут  $\varphi$ , тобто отримуємо:

$$\begin{aligned} p(t) &= \sqrt{2} \cdot U \cdot \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - \varphi) + \sqrt{2} \cdot U \cdot \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \cdot \sin(\omega t - 120^\circ - \varphi) + \\ &+ \sqrt{2} \cdot U \cdot \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t - 240^\circ) \cdot \sin(\omega t - 240^\circ - \varphi) = \\ &= 3UI \cos \varphi + [-UI \cos(2\omega t - \varphi) - UI \cos(2\omega t - 120^\circ - \varphi) - UI \cos(2\omega t - 240^\circ - \varphi)] = \\ &= 3UI \cos \varphi. \end{aligned}$$

Звідси

$$i_d = I_d = \frac{3UI}{U_d} \cos \varphi. \quad (5.14)$$

Таким чином, на відміну від однофазних АВН у трифазній схемі випрямлений струм містить лише постійну складову  $I_d$  і вищі складові з частотою перемикань ключів (вони замикаються крізь конденсатор). Відповідно відсутні пульсації подвійної (до частоти мережі) частоти у випрямленій напрузі  $U_d$ . Для випрямлення з  $\cos \varphi = 1$

$$I_d = \frac{3UI}{U_d}.$$

Оскільки крізь конденсатор замикаються лише струми високої частоти, його ємність може бути достатньо мала.

*Індуктивність вхідного дроселя.* Варто зазначити, що АВН формує гармонічний сигнал – синусоїду. При цьому швидкість зміни струму, що формується, повинна бути більше швидкості зміни заданої синусоїди  $i_{3AD}$  при її граничній амплітуді. Швидкість зміни струму визначається напругою  $U_d$  та індуктивністю вхідного дроселя  $L$ . Максимальне значення  $L$  визначимо, виходячи з того, що  $U_d$  обрано за умови, що фазна напруга АВН перевищує напругу мережі  $U_{\Phi C}$  на 15 %. Згідно з рисунком 5.9 значення напруги на вхідному дроселі  $U_{L(1)} = U_{\Phi C} \sqrt{1,15^2 - 1} = 0,568 U_{\Phi C}$ . Це значення відповідає максимальному діючому значенню вхідного струму АВН  $I_{MAX}$ .

$$\text{Відтоді } L_{MAX} = \frac{U_{L(1)}}{I_{MAX}} = 0,568 \frac{U_{\Phi C}}{I_{MAX}}.$$

Мінімальне значення індуктивності можна прийняти за умови, що падіння напруги  $U_{L(1)}$  становить 3÷5 % від напруги мережі (це необхідно для обмеження струму короткого перемикання)

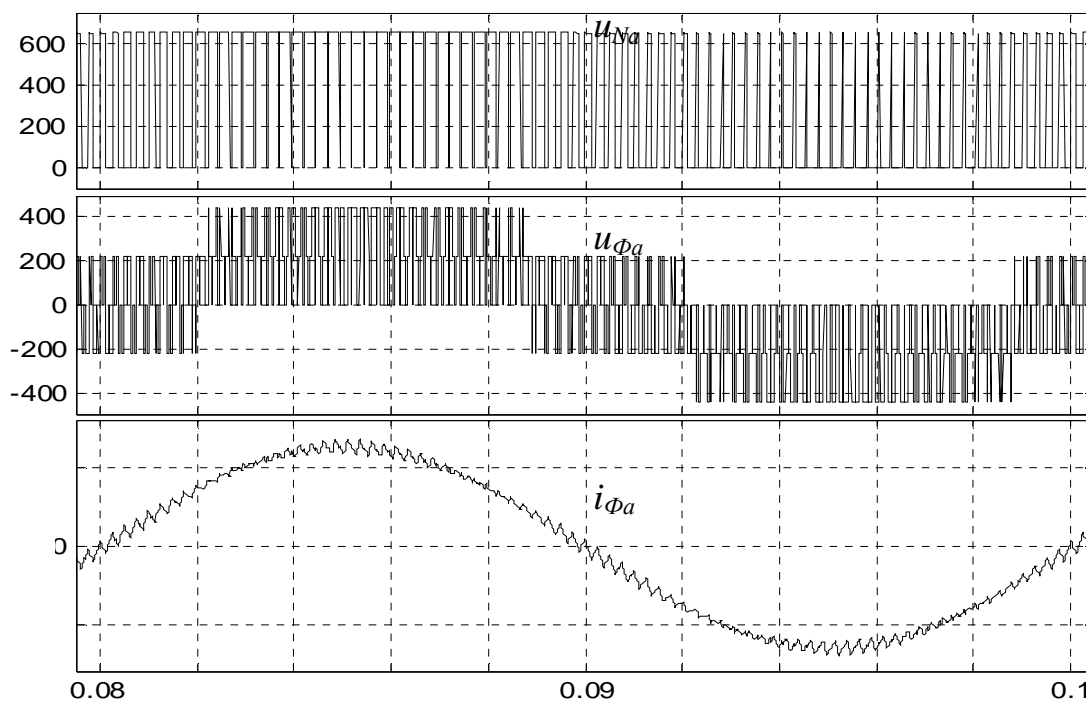
$$L_{MIN} = \frac{U_{L(1)}}{I_{MAX}} = 0,05 \frac{U_{\Phi C}}{I_{MAX}}.$$

Таким чином, можливе значення індуктивності  $L_{MIN} < L < L_{MAX}$  знаходиться у широких межах, і кінцевий вибір визначається частотою перемикань ключів АВН, яка збільшується із зменшенням індуктивності.

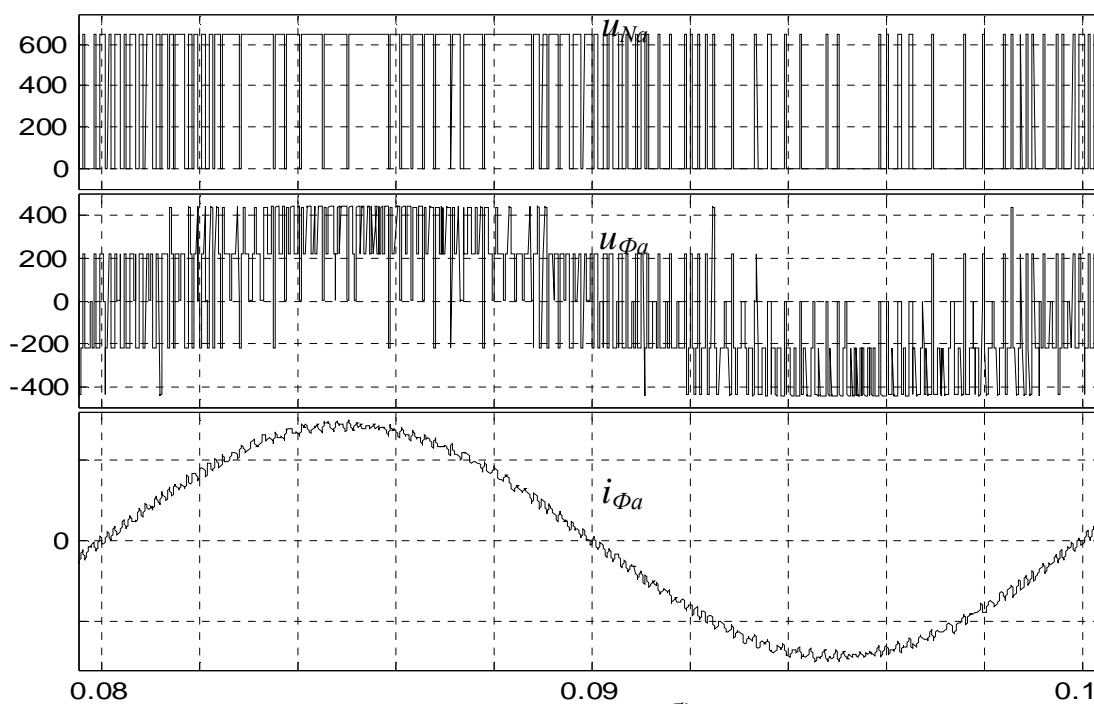
Як показано у п. 5.1.2.1 керування АВН можливе двома методами:

- з використанням ШІМ, коли задається напруга, яку повинен відпрацювати АВН, щоб отримати бажаний струм на вході;
- з використанням релейного принципу формування вхідного струму АВН.

На рисунку 5.15 подані осцилограми напруги на вході випрямляча  $u_{\Phi a}$ , напруги  $u_{Na}$  та вхідного струму  $i_{\Phi a}$  під час роботи АВН у випрямному режимі з використанням ШІМ (рис. 5.15, а) та з використанням релейного регулятора струму РРС (рис. 5.15, б) за однакового коефіцієнта гармонік струму (з урахуванням порядку гармонік до 40)  $THD = 0,77 \%$ . При цьому напруга мережі  $U_{ЛС} = 380$  В,  $U_d = 650$  В,  $I_{\Phi} = 100$  А, індуктивність дроселя 1 мГн, частота модуляції (ШІМ) – 4 кГц, для РРС  $\delta = 5 \%$  (від амплітуди вхідного струму).



а)



б)

Рисунок 5.15 – Осцилограми напруги фази АВН  $u_{\phi a}$ , напруги  $u_{Na}$  та вхідного струму  $i_{\phi A}$  під час роботи АВН у випрямному режимі

Напруга  $u_{Na}$  характеризує перемикання ключів одного плеча АВН. При урахуванні порядку гармонік до 200 значення THD для струму становить відповідно 4,6 % і 2,81 %.

У разі використання ШІМ з фіксованою частотою модуляції в широких межах продовж періоду змінюється амплітуда високочастотних коливань (мо-

дуляційних складових) струму. Зменшення амплітуди коливань передбачає збільшення частоти модуляції.

За релейного принципу формування струму амплітуда коливань постійна і визначається  $\delta$ , їх частота та кількість перемикачів ключів залежить від швидкості змінювання синусоїди струму. При цьому на відміну від використання ШІМ спектр струму не має явно виражених гармонік.

Структурна схема системи керування АВН з використанням релейного принципу формування струму у фазах подана на рисунку 5.16.

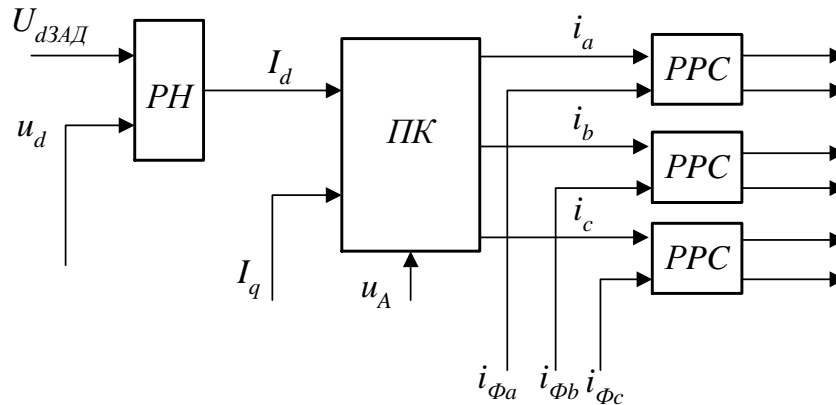


Рисунок 5.16 – Структурна схема системи керування АВН

Система керування АВН містить три внутрішні контури регулювання фазних струмів АВН з РРС, на входи яких подаються задані синусоїдальні значення струмів  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ . На інші входи РРС подаються сигнали  $i_{\phi a}$ ,  $i_{\phi b}$ ,  $i_{\phi c}$  з датчиків струму у вхідних фазах АВН. Кожний РРС керує перемиканням ключів відповідного плеча мосту. Задані значення струмів формуються зовнішнім ПІ регулятором напруги (РН), який забезпечує стабілізацію напруги на виході АВН  $u_d$  на заданому рівні  $u_{d3AD}$ . РН формує активну складову вхідного струму, яка надходить до перетворювача координат (ПК). ПК має також вхід завдання реактивної складової струму, що дозволяє формувати вхідний струм АВН із заданим значенням коефіцієнта потужності. ПК здійснює перетворення з системи координат ( $I_d$ ,  $I_q$  – відповідно, активна і реактивна складові вхідного струму АВН), що обертається з частотою  $\omega$  (кутова частота напруги мережі) в нерухому систему координат  $a$ ,  $b$ ,  $c$ :

$$\begin{aligned} i_a &= I_d \cdot \sin \omega t + I_q \cdot \cos \omega t, \\ i_b &= I_d \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) + I_q \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3), \\ i_c &= I_d \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3) + I_q \cdot \cos(\omega t + 2\pi/3). \end{aligned} \quad (5.15)$$

Визначення  $\omega$  та відповідних тригонометричних функцій здійснюється згідно з напругою фази мережі  $u_A$ . Передатна функція РН при настроюванні на

симетричний оптимум має вигляд [20]  $W(p) = \frac{4T_\mu p + 1}{8K_H T_\mu^2} \cdot \frac{K_T C}{p}$

де  $T_{\mu}=0,001-0,002$  с – еквівалентна мала (некомпенсована) стала часу контуру струму,  $K_H$ ,  $K_T$  – коефіцієнти, відповідно, датчиків напруги та струму.

Кількість перемикачів ключів при релейному принципі формування струму без погіршення гармонійного складу струму можна суттєво зменшити, про що свідчать осцилограми напруги фази мережі  $u_{\phi A}$ , напруги на вході випрямляча  $u_{\phi a}$ , напруги  $u_{Na}$  та вхідного струму  $i_{\phi A}$  під час роботи АВН у випрямному режимі, які наведені на рис.5.17. При цьому напруга мережі  $U_{JC} = 380$  В,  $U_d = 600$  В,  $I_{\phi} = 92$  А ( $I_m = 130$  А), індуктивність дроселю обрана за умови падіння напруги 25 %,  $\delta=3$  % від амплітуди вхідного струму, коефіцієнт гармонік струму (с урахуванням порядку гармонік до 40)  $THD=0,7$  %. Кількість перемикачів за період 44, що еквівалентно частоті  $f_{II}=2,2$  кГц.

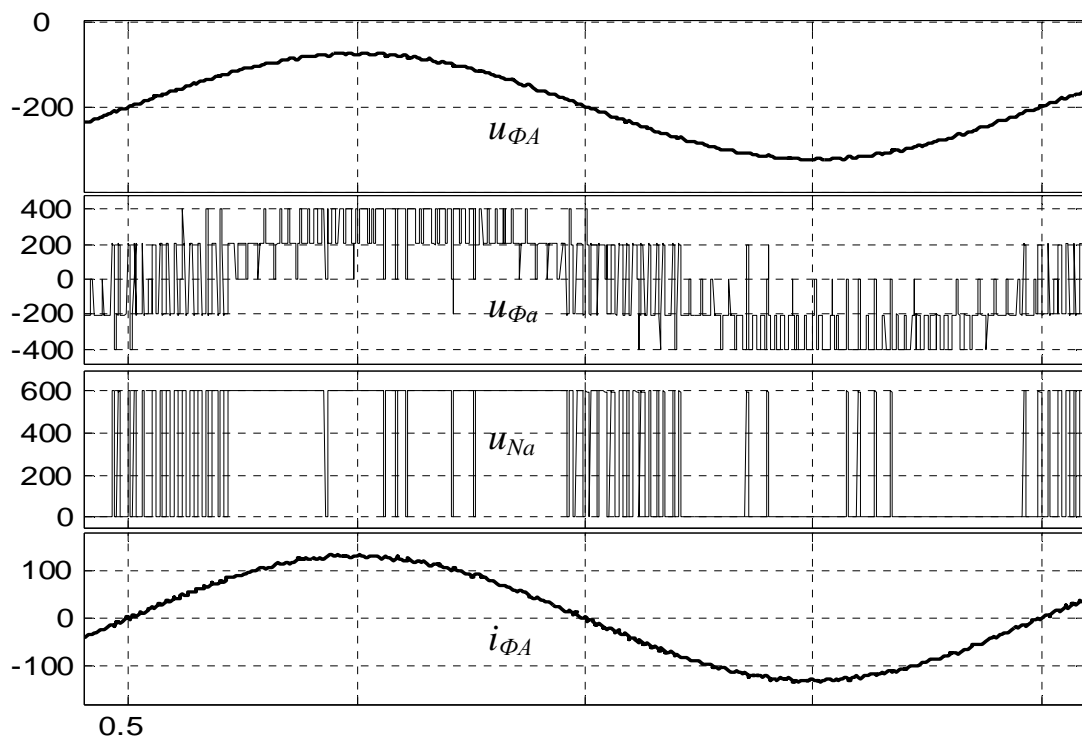


Рисунок 5.17 – Осцилограми напруги фази мережі  $u_{\phi A}$ , на вході АВН  $u_{\phi a}$ , напруги  $u_{Na}$  та вхідного струму  $i_{\phi A}$  під час роботи АВН у випрямному режимі

Важливою властивістю АВН є можливість стабілізації вихідної напруги у разі зниження вхідної напруги змінного струму. Природно, що при незмінному навантаженні струм, що споживається АВН із мережі, пропорційно збільшується. Осцилограми напруги фази мережі  $u_{\phi A}$ , на вході АВН  $u_{\phi a}$ , його вихідної напруги  $u_d$  та вхідного струму  $i_{\phi A}$  наведені на рисунку 5.18. Починаючи з моменту часу, що вказаний пунктиром, напруга мережі зменшилась до  $0,6U_{НОМ}$ .

**Приклад 5.2.** Трифазний мостовий АВН використовується для живлення АІН, що працює на двигун змінного струму з  $U_{НОМ} = 380$  В,  $I_{НОМ} = 50$  А,  $\cos\varphi = 0,8$ . Напруга мережі змінного струму  $U_I = 380$  В. Розрахувати параметри схеми для отримання на вході АВН  $\cos\varphi = 1$ . Як здійснити перехід АВН у режим інвертування, якщо двигун працює у режимі генераторного гальмування і кут  $\varphi$  збільшився на  $90^\circ$ .

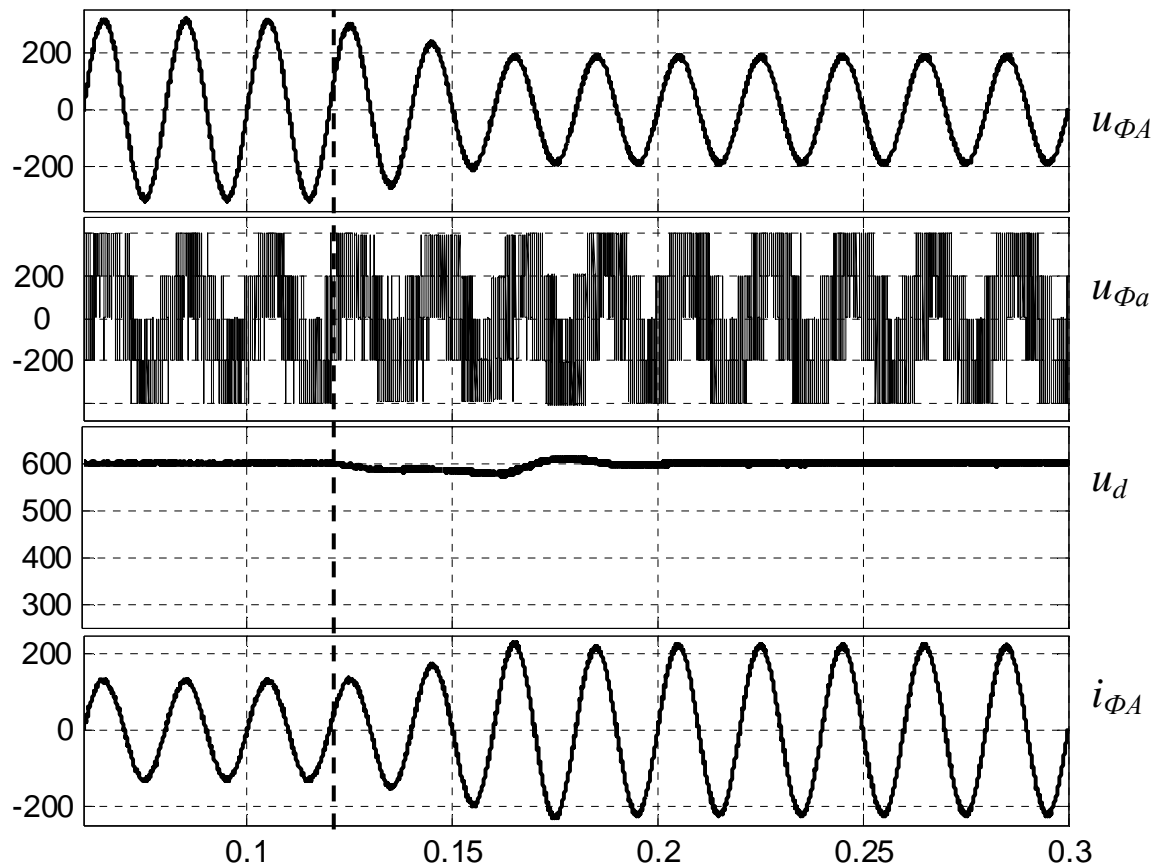


Рисунок 5.18 – Осцилограми напруги та струму в схемі АВН у разі зниження напруги мережі змінного струму

**Розв’язання.** Активна потужність, що споживається двигуном

$$P_{НОМ} = \sqrt{3} U_{НОМ} I_{НОМ} \cos \varphi = 26330 \text{ Вт.}$$

Струм, що споживається АВ з мережі (з  $\cos \varphi = 1$ ),

$$I_{L(1)} = P_{НОМ} / \sqrt{3} U_L = 40 \text{ А.}$$

Вважаємо, що в обох пристроях (АВН і АІН) використано синусоїдальну ШІМ. Тоді напруга, що необхідна в колі постійного струму АІН (з  $\mu = 1$ ),

$$U_d = U_{НОМ} / 0,612 = 621 \text{ В.}$$

За умовами роботи АВ ( $U_{B(1)} > U_L$ ) обираємо значення  $U_{d1} = 1,05 U_d = 652 \text{ В.}$

Тоді перша гармоніка фазної напруги на вході АВ (з  $\mu = 1$ )

$$U_{B(1)} = 0,612 U_{d1} / \sqrt{3} = 230,4 \text{ В.}$$

З трикутника напруги (рис. 5.9, а) діюче значення першої гармоніки напруги дроселя  $U_{L(1)} = \sqrt{U_{B(1)}^2 - U_L^2} = 68,4 \text{ В.}$

З іншого боку,  $U_{L(1)} = U_{B(1)} \sin \theta$ , виходячи з цього  $\theta = \arcsin \frac{U_{L(1)}}{U_{B(1)}} = 17,3^\circ$ .

Індуктивність фази дроселя на вході АВН

$$L = U_{L(1)} / \omega I_{L(1)} = 0,0054 \text{ Гн} = 5,4 \text{ мГн.}$$

Коефіцієнт модуляції АІН для отримання номінального значення першої гармоніки на виході  $\mu = U_d / U_{d1} = 0,95$ .

**При переході у режим гальмування** кут  $\varphi = \arccos 0,8 + 90^\circ = 126,9^\circ$ .

Активна потужність, що генерується двигуном становить:

$$P_H = \sqrt{3} U_{НОМ} I_{НОМ} \cos \varphi = -19758 \text{ Вт.}$$

Струм, що споживається АВ з мережі (з  $\cos \varphi = 1$ )  $I_{L(1)} = P_H / \sqrt{3} U_L = 30 \text{ А.}$

Напрямок струму на вході і знак середнього значення струму  $I_d$  на виході АВ змінюється на зворотний, тому перестроювання АВН доцільно здійснювати згідно з  $I_d$ .

Діюче значення першої гармоніки напруги дроселя  $U_{L(1)} = \omega L I_{L(1)} = 50,9 \text{ В.}$

Діюче значення першої гармоніки напруги АВН  
 $U_{B(1)} = \sqrt{U_{L(1)}^2 + U_1^2} = 225,8 \text{ В.}$

Кут зсуву напруги  $\theta$  змінюється за значенням і напрямком (напруга АВН випереджає напругу мережі)  $\theta = \arcsin \frac{U_{L(1)}}{U_{B(1)}} = 13^\circ.$

### 5.1.2.3 Трифазний мостовий трирівневий випрямляч

Структура силових кіл трифазного трирівневого АВН приведена на рисунку 5.19. Використовується схема трирівневого АІН із фіксуючими діодами (п. 4.3.3.1). Кожне плече містить ключі (K1-K4) і фіксуючі діоди (VD5, VD6).

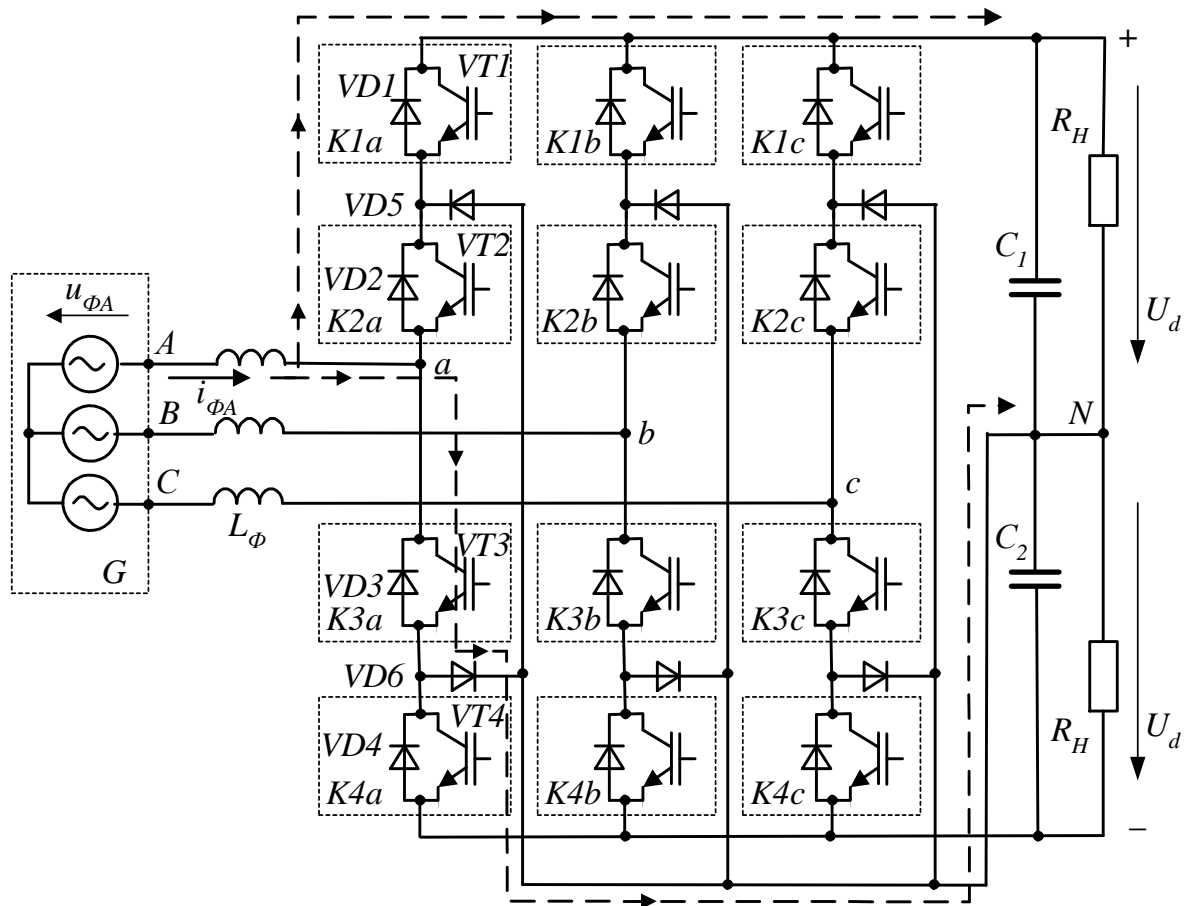


Рисунок 5.19 – Структура силових кіл трирівневого АВН

Підключається до джерела змінної напруги  $G$  за допомогою буферних дроселів з індуктивністю  $L$ . На виході АВН формується три рівні напруги  $0, \pm U_d$ .

Можлива робота в двох режимах: у випрямному – з передаванням енергії в навантаження і в інверторному – з передаванням енергії з кола постійного струму в мережу змінного. Ця схема знаходить основне застосування у високовольтних перетворювачах частоти з трирівневим інвертором напруги. Зараз серійно випускаються трирівневі силові модулі на IGBT (з напругою 600 В, 1200 В). Вони мають менші втрати енергії порівняно з дворівневими, напруга ключів у яких вдвічі вище. Це, особливо, виявляється із збільшенням частоти перемикання. За вдвічі більшої кількості ключів вартість таких модулів приблизно така ж, як і дворівневих. Ця обставина відкриває широкі перспективи для їх низьковольтних застосувань.

Використання трирівневого АІН (п. 4.3) порівняно з дворівневим АІН дозволяє істотно поліпшити гармонійний склад напруги, що формується АВН. Поліпшується і гармонійний склад струму, який формується АВН, що дозволяє зменшити індуктивність буферних дроселів.

Керування АВН можливе двома методами:

- з використанням ШІМ з фіксованою частотою модуляції, коли задається напруга, яку повинен відпрацьовувати АВН, щоб отримати бажаний струм на вході;
- з використанням релейного принципу формування вхідного струму АВН.

На рисунку 5.20, а подані осцилограми напруги на вході  $u_{\Phi a}$  та вхідного струму  $i_{\Phi A}$  для дворівневого АВН у випрямному режимі з використанням ШІМ. При цьому напруга мережі  $U_{LC}=380$  В,  $U_d=650$  В,  $I_{\Phi}=100$  А, індуктивність дроселя 1 мГн, частота модуляції (ШІМ) – 3 кГц, коефіцієнт гармонік струму (з урахуванням порядку гармонік до 200)  $THD_{200} = 6,08$  %, з урахуванням усіх гармонік  $THD=6,15$  %. Амплітуда пульсацій  $i_{\Phi A}$  протягом періоду при цьому суттєво змінюється.

На рисунку 5.20, б подані осцилограми  $u_{\Phi a}$  та  $i_{\Phi A}$  для трирівневого АВН за тих самих параметрах схеми, при цьому  $THD_{200} = 2,9$  %, з урахуванням всіх гармонік  $THD = 2,95$  %, що свідчить про суттєве покращення гармонійного складу вхідного струму АВН.

У разі зменшення індуктивності дроселя до 0,5 мГн в схемі трирівневого АВН (рис. 5.20, в) отримуємо майже ті ж показники, що і у схемі дворівневого АВН –  $THD_{200}=5,77$  % з урахуванням усіх гармонік  $THD = 5,83$  %.

Таким чином, за рівних умов використання трирівневого АВН можливо при суттєвому зменшенні індуктивності вхідного дроселя. Ця обставина є важливою під час використання трирівневого АІН як активного фільтра (п. 8).

На рисунку 5.20, г подані осцилограми напруги на вході випрямляча  $u_{\Phi a}$  та вхідного струму  $i_{\Phi A}$  для трирівневого АВН у випрямному режимі з використанням релейного регулятора струму ( $\delta = 3,3$  %). При цьому напруга мережі  $U_{LC}=380$  В,  $U_d=650$  В,  $I_{\Phi}=100$  А, індуктивність дроселя 1 мГн, коефіцієнт гармонік струму (з урахуванням порядку гармонік до 200)  $THD_{200} = 2,3$  % з урахуванням усіх гармонік  $THD = 2,8$  %.



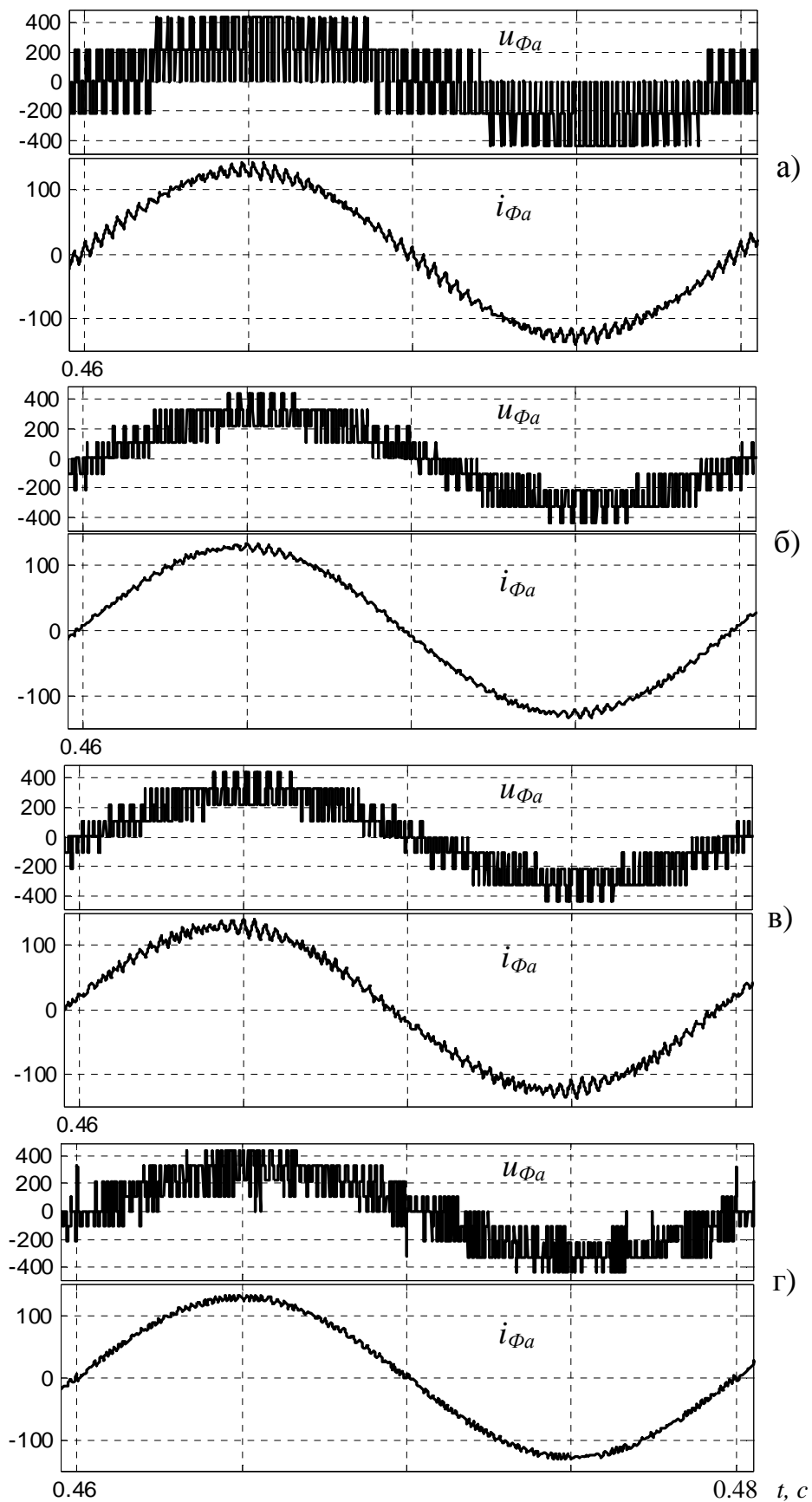


Рисунок 5.20 – Осцилограми напруги та вхідного струму фази АВН:  
а) дворівневий АВН із ШІМ 3 кГц,  $L=1$  мГн; б) трирівневий АВН із ШІМ 3 кГц,  $L=1$  мГн; в) трирівневий АВН із ШІМ 3 кГц,  $L=0,5$  мГн; г) трирівневий АВН з РРС,  $L=1$  мГн

Частота перемикань ключів також приблизно становить 3 кГц, як і у випадку з використанням ШІМ (рис. 5.20, б). Різниця в тому, що спектр струму більш широкий і в ньому відсутні явно виражені гармоніки, їх амплітуда не перевищує один відсоток.

Реалізація керування трирівневим АВН з використанням релейного регулятора струму має певні особливості, про що мова іде нижче.

Розглянемо принцип дії АВН у випрямному режимі під час використання релейних регуляторів струму (РРС) для формування синусоїдального струму, що споживається від джерела змінної напруги (вважаємо, що  $\cos\varphi=1$ ). Як і в інших схемах АВН, використовується принцип роботи підвищуючого імпульсного перетворювача, тобто для забезпечення можливості керування вхідним струмом вихідна напруга  $U=2U_d$  повинна бути більше амплітуди лінійної напруги джерела змінного струму  $2U_d > U_{\text{Лм}}$ .

Інакше керованість струмом можлива тільки на інтервалах, де вихідна напруга більше напруги мережі. З урахуванням допустимого відхилення напруги мережі +10 %, одержуємо умову  $2U_d > 1,1U_{\text{Лм}}$ .

Принцип роботи ілюструє рисунок 5.21.

Формування позитивної напівхвилі вхідного струму фази АВН ( $i_{\Phi A} > 0$ ). РРС має два виходи  $P$  і  $N = \bar{P}$ . Напрямок струму  $i_{\Phi A}$  відповідає напрямку, показаному на рисунку 5.19. При

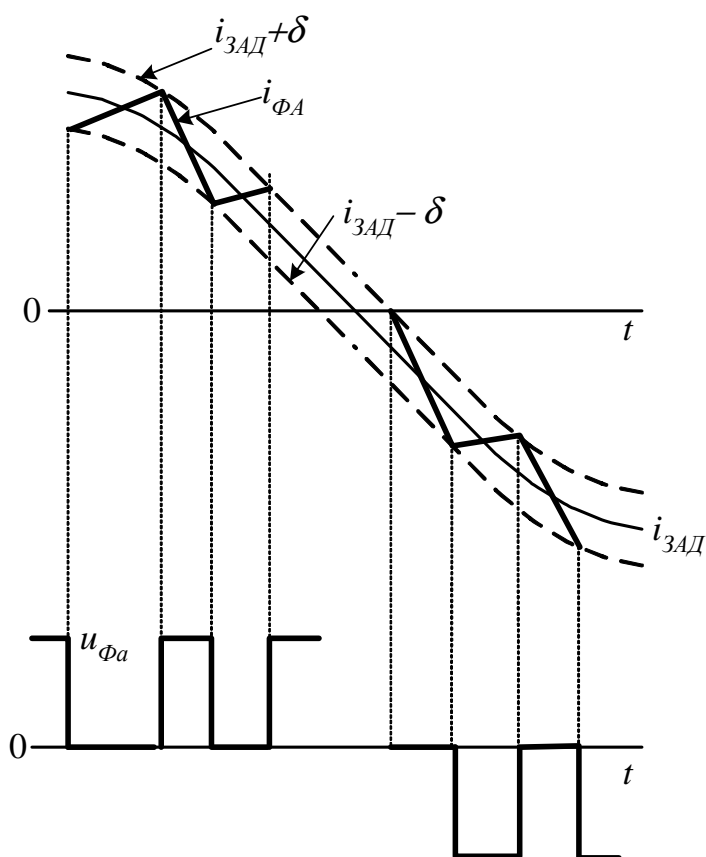


Рисунок 5.21 – Принцип формування вхідного струму АВН

значенні струму  $i_{\Phi A} \leq i_{3AD} - \delta$  ( $\delta$  – задане значення відхилення) РРС перемикається у стан  $N=1(P=0)$  – замкнуті ключі К2 і К3. Струм  $i_{\Phi A}$  під дією ЕРС джерела протікає через VT3 і фіксуючий діод VD6 до вихідного затиску АВН  $N$  (на рисунку 5.19 показано пунктиром), що відповідає стану АВН «0» (напруга, що формується АВН  $u_{\Phi a}=0$ ) і зростанню струму  $i_{\Phi A}$ . При цьому енергія накопичується в електромагнітному полі вхідного дроселя. У разі досягнення значення  $i_{\Phi A} \geq i_{3AD} + \delta$  РРС перемикається у стан  $P=1(N=0)$ , що відповідає стану «+1» (напруга, що формується АВН  $u_{\Phi a}=U_d$ ) і замикаються ключі К1(VD1) і К2 (VD2). Струм протікає через конденсатор С1 і в навантаження, має

місце заряд конденсатора. Енергія, що накопичена у вхідному дроселі, віддається АВН на вихід – формується спад струму.

Аналогічні процеси відбуваються під час формування негативної напівхвилі вхідного струму ( $i_{\phi A} < 0$ ). Відмінність у тому, що при  $P=1$  формується зростання струму (по модулю) і замкнуті ключі К2 і К3 (стан «0», а за  $N=1$  з урахуванням зміни полярності напруги джерела замкнуті ключі К3 і К4 – стан «-1» формується спад струму (заряджання С2).

В інверторному режимі (вважаємо, що  $\cos\varphi=1$ ) вхідний струм  $i_{\phi A}$  змінюється в протифазі з напругою джерела змінної напруги. Напрямок передачі енергії міняється на протилежний – від кола випрямленого струму в джерело змінного струму. Це можливо за наявності на виході АВН джерела постійного струму і умові, що  $2U_d > 1.1U_{Лм}$ .

Формування позитивної напівхвилі вхідного струму фази АВН ( $i_{\phi A} > 0$ ). При значенні струму  $i_{\phi A} \leq i_{з\text{АД}} - \delta$  РРС перемикається в стан  $N=1$  ( $P=0$ ) – замкнуті ключі К3 і К4. Струм  $i_{\phi A}$  під дією ЕРС джерела постійного струму протікає через VD3 і VD4 до вихідного затиску АВН (-), що відповідає стану АВН «-1» – формується зростання струму. Під час перемикавання РРС в стан  $P=1$  замикаються ключі К2 і К3 (стан АВН «0») – струм зменшується.

Під час формування негативної напівхвилі вхідного струму ( $i_{\phi A} < 0$ ) значенню  $P=1$  відповідає стан АВН «1» (замкнуті К1, К2) – струм зростає, у разі перемикавання РРС у стан  $N=1$  замикаються К2, К3 (стан АВН «0») – струм зменшується.

В загальному випадку, якщо формується струм за  $\cos\varphi$  відмінному від 1, має місце чергування інтервалів часу відповідних випрямному (збіг напрямів струму і напруги джерела) і інверторному (напрями струму і напруги джерела протилежні) режимам роботи, тому схема формування імпульсів керування містить елементи для визначення полярності напруги джерела і завдання на струм з відповідною логікою розподілу імпульсів.

Індуктивність вхідного дроселя. Швидкість зміни струму, що формується (рис. 5.21) повинна бути більше швидкості змінювання заданої синусоїди  $i_{з\text{АД}}$  при її граничній амплітуді. Чим більше значення швидкості змінювання, струму що формується, і чим менше відхилення  $\delta$  для РРС, тим точніше відтворюється  $i_{з\text{АД}}$ . Проте при цьому має місце достатньо висока частота перемикавання ключів АВН і зростають втрати енергії на нагрівання в силових колах.

Швидкість змінювання струму визначається напругою  $U$  і індуктивністю вхідного дроселя  $L$ . Значення  $L$  визначається також, як і в п. 5.1.2.2. Для АВН середньої напруги (3÷6 кВ), де використовуються високовольтні ключі, частота їх перемикань обмежена і слід обирати відповідні значення  $U$ ,  $L$  (при мінімально можливій швидкості зміни струму) і  $\delta$  (відповідно до необхідного гармонійного складу струму).

Ємність конденсаторів вихідного фільтра АВН визначається відповідно до коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги аналогічно трирівневному АІН (див. п. 4.3).

Таким чином, для низьковольтних АВН, де частота перемикань ключів істотно не лімітується, трирівнева структура порівняно з дворівневою дозволяє в два і більше рази зменшити індуктивність буферного дроселю  $L$  без підвищення напруги у ланці постійного струму. Що стосується високовольтних схем

АВН, де мають місце значні втрати енергії в ключах, бажано частоту їх перемикань обмежити. Це можливо за рахунок узгодження швидкості змінювання струму АВН з бажаним законом змінювання його завдання за максимальної амплітуди. Досягається це за мінімально можливою напруги у ланці постійного струму збільшенням індуктивності  $L$ .

На рисунку 5.22 приведені осцилограми напруги, що формується фазою трирівневого АВН  $u_{\phi a}$ , напруги  $u_{aN}$ , струму  $i_{\phi A}$  у випрямному режимі за  $U_{ЛС}=380$  В,  $I_{\phi}=100$  А,  $2U_d=1,15U_{ЛСm}=618$  В, індуктивності дроселя  $L=1,75$  мГн (25 % від значення  $L=U_{\phi C}/(I_{\phi}\cdot\omega)$ ) і  $\delta=3,5$  % від амплітуди вхідного струму. При цьому коефіцієнт гармонік струму (з урахуванням порядку гармонік до 200)  $THD_{200}=3.4\%$ , з урахуванням усіх гармонік  $THD=4,2\%$ .

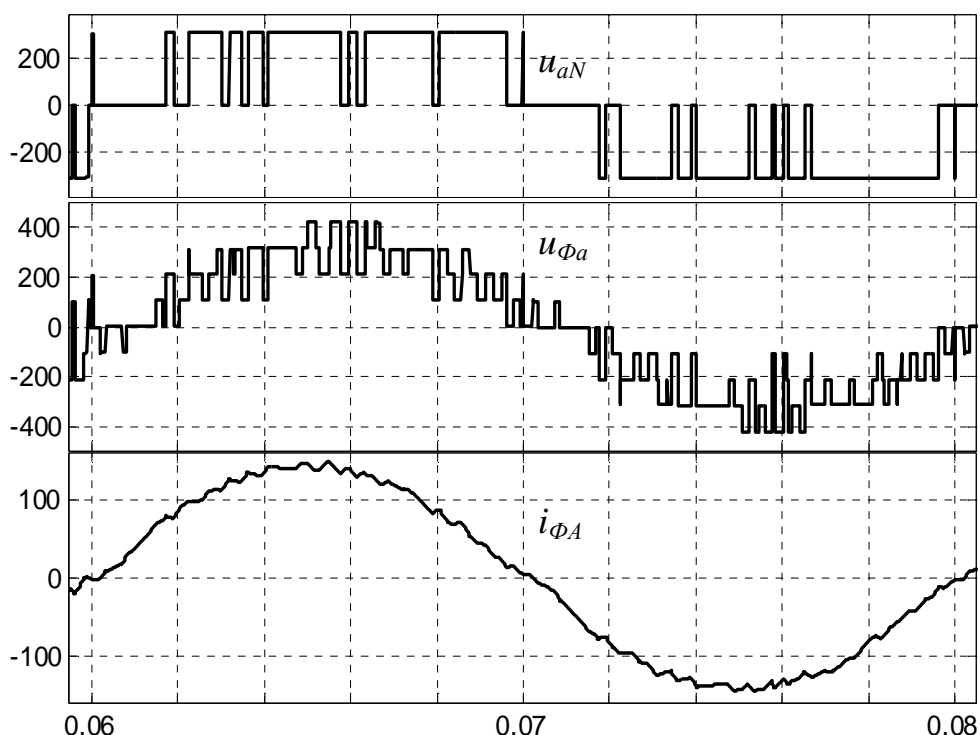


Рисунок 5.22 – Осцилограми напруги і вхідного струму фази трирівневого АВН

Відповідно до напруги плеча моста  $u_{aN}$  частота перемикань ключів К1, К2 становить  $f_{II}=10\cdot 50=500$  Гц. Варто зазначити, що частота перемикань ключів К2, К3  $f_{II}=50$  Гц, оскільки К2, К3 відкриті протягом напівперіоду.

Попереднє заряджання конденсаторів вихідного фільтра передбачає наявність додаткового зарядного ланцюга.

Система керування АВН виконується аналогічно схемі дворівневого АВН (див. п. 5.1.2.2). Відмінність в алгоритмі розподілу імпульсів на ключі АВН.

## 5.2. Активний випрямляч струму

Трифазний активний випрямляч струму (АВС) це трифазний мостовий випрямляч (ТМВ) на повністю керованих ключах з однобічною провідністю (на рисунку 5.23 це тиристори, що вимикаються за колом керування), що підключається до мережі змінного струму через  $LC$ -фільтр ( $L_{BX}$ ,  $C_{BX}$ ). Дросель у колі навантаження  $L_d$  задає режим роботи джерела струму.

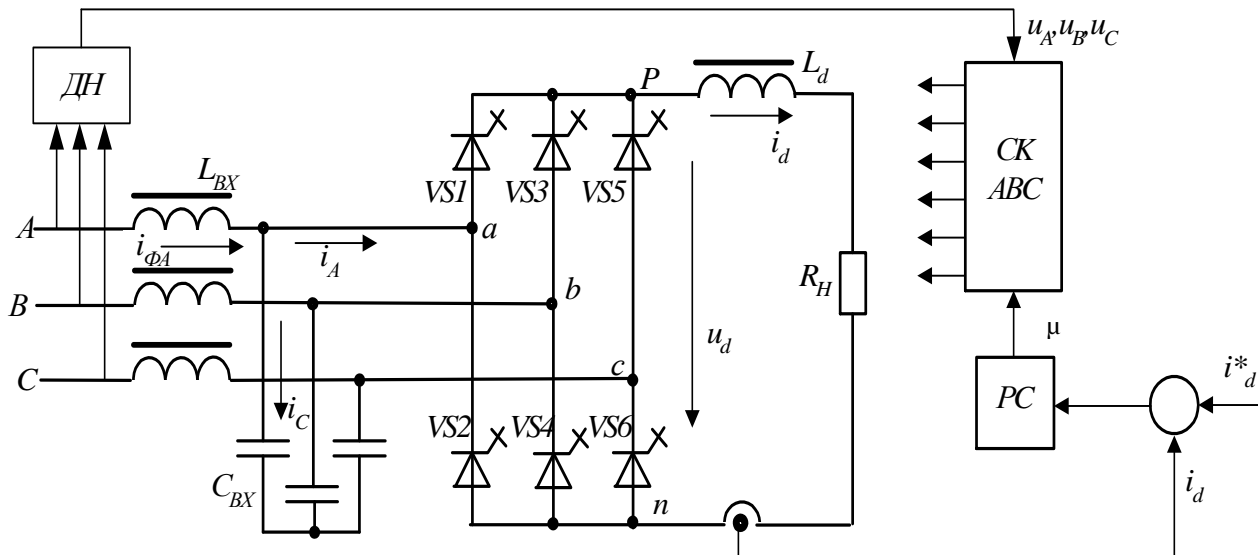


Рисунок 5.23 – Структурна схема АВС

Працює АВС у режимі регульованого джерела постійного струму з активним формуванням струму, що споживається від джерела змінної напруги. Він забезпечує регулювання напруги нижче значення вихідної напруги для некерованого мостового випрямляча  $U_0 = 2,34U_{2\phi}$  ( $U_{2\phi}$  – фазна напруга джерела змінного струму) і функціонує при незмінному напрямі випрямленого струму, але допускає зміну полярності та регулювання випрямленої ЕРС.

Оцінимо граничні можливості АВС. Активна потужність, що споживається АВС  $P_1 = 3U_{\phi(1)}I_{\phi(1)}\cos\varphi$  ( $U_{\phi(1)}$ ,  $I_{\phi(1)}$  – відповідно, діючі значення перших гармонік фазної напруги і струму). Виходимо з того, що струм який формується, співпадає за фазою з напругою мережі ( $\cos\varphi=1$ ) і напруга мережі синусоїдальна. Якщо нехтувати втратами потужності в силових колах АВС  $P_1=P_d=U_dI_d$  ( $U_d$ ,  $I_d$  – середнє значення випрямленої напруги і струму). За постійного значення  $I_d$  граничне значення амплітуди першої гармоніки фазного струму  $I_{\phi m(1)}=I_d$  або  $I_{\phi(1)} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}$ . Таким чином, граничне значення  $U_d = \frac{3}{\sqrt{2}}U_{\phi} = 2,12U_{\phi}$ , тоді як для некерованого ТМВ  $U_d = 2,34U_{\phi}$ . Граничне значення  $I_d$  визначається опором навантаження.

**Формування вхідного струму.** Вважаємо, що струм на виході випрямляча постійний, тоді струми у фазах мережі за рахунок періодичного перемикавання ключів ТМВ будуть мати форму імпульсів постійної амплітуди. При використанні ШІМ можна забезпечити змінювання їх середнього значення за синусої-

дальним законом. Струм, що споживається з мережі змінного струму (на вході фільтра, який придушує вищі гармоніки), буде практично синусоїдальним.

Варто зазначити, що використання синусоїдальної ШІМ у «класичному» уявленні, як це має місце у схемі АІН (АВН), неможливо. Так, у схемі АІН перемикання ключів у плечах моста незалежне, до того ж завжди відкритий один із ключів кожного плеча, і формування сигналів керування за фазами може здійснюватися незалежно. Робота АВС має ряд особливостей. Для протікання струму в двох вхідних фазах у схемі АВС (рис. 5.23) необхідно відкрити по одному ключу в двох плечах, у вимкненому стані (вхідний струм дорівнює нулю) – вмикаються два ключі в одному плечі для замикаання струму  $i_d$  в колі навантаження з індуктивністю.

Розглянемо формування синусоїдального вхідного струму АВС із використанням *методу просторового вектора* (векторної ШІМ), який забезпечує мінімальну кількість перемикань ключів. Можливі стани схеми АВС подані в таблиці 5.2, де відображені фази мережі, які з'єднуються з виводами  $p$  і  $n$  АВС (рис. 5.23), випрямлена напруга  $u_B$ , струми у фазах мережі і кут зсуву просторового вектора струму. При цьому одержуємо 6 ненульових векторів і три нульових, коли випрямляч від мережі відключений і замкнуто обидва ключі в одному з плечей схеми.

Таблиця 5.2 – Можливі стани схеми АВС

Номер вектора	$p$	$n$	$u_B$	$i_A$	$i_B$	$i_C$	$\beta$ , град
1	А	В	$u_{AB}$	$i$	$-i$	0	-30
2	В	А	$u_{BA}$	$-i$	$i$	0	150
3	В	С	$u_{BC}$	0	$i$	$-i$	90
4	С	В	$u_{CB}$	0	$-i$	$i$	-90
5	А	С	$u_{AC}$	$i$	0	$-i$	30
6	С	А	$u_{CA}$	$-i$	0	$i$	-150
0	–	–	0	0	0	0	0

Положення просторового вектора струму подані на рисунку 5.24. При цьому нумерація положень вектору відповідає таблиці 5.2. Часові діаграми напруги мережі подані на рисунку 5.25.

Розглянемо випадок, коли  $\cos\varphi=1$  і просторові вектора напруги і струму мережі співпадають за фазою. Розподілимо період на шість інтервалів (рис. 5.25) відповідно моментам зміни полярності фазної напруги мережі. При цьому інтервали відповідають максимумам фазної напруги мережі і визначають положення просторового вектора напруги і струму в секторі, який складає  $60^\circ$ . В інверторному режимі АВС необхідно змінити порядок чергування секторів так, щоб сектор С1 зайняв положення С4 (рис. 5.24) С2 - С5 і т.д., тобто зсунути на половину періоду напруги мережі.

Для визначення відносної (до періоду модуляції  $T$ ) тривалості знаходження схеми у станах, що забезпечують формування просторового вектора  $I$ , який синтезується, можна використати методіку, розглянуту в п. 4.2.5.3.

Комбінації станів ключів схеми (відповідно в плечах  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ) для відповідних секторів просторового вектора подані в таблиці 5.3. Символ 1 показує, що замкнутий верхній ключ ( $a_+$ ,  $b_+$ ,  $c_+$ ). Символ 0 показує, що замкнутий нижній ключ ( $a_-$ ,  $b_-$ ,  $c_-$ ). Символи 0,1 показують, що в цій фазі замкнуто обидва ключі – верхній і нижній, що відповідає нульовому вектору.

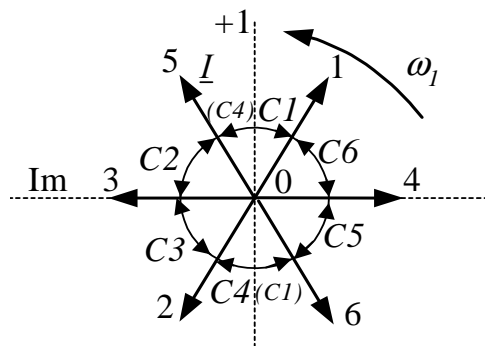


Рисунок 5.24 – Формування просторового вектора вхідного струму

Аналізуючи таблицю 5.3, неважко визначити логіку роботи схеми. Так, у секторі  $C1$  у плечі, яке з'єднується з фазою мережі  $A$  постійно замкнутий ключ  $a_+$ . В інших плечах маємо: ключ  $b_-$  вмикається на інтервалі, що визначається  $T_1$ , ключ  $c_-$  вмикається на інтервалі, що визначається  $T_2$ , на інтервалі, що визначається  $T_0$ , вмикається ключ  $a_-$ .

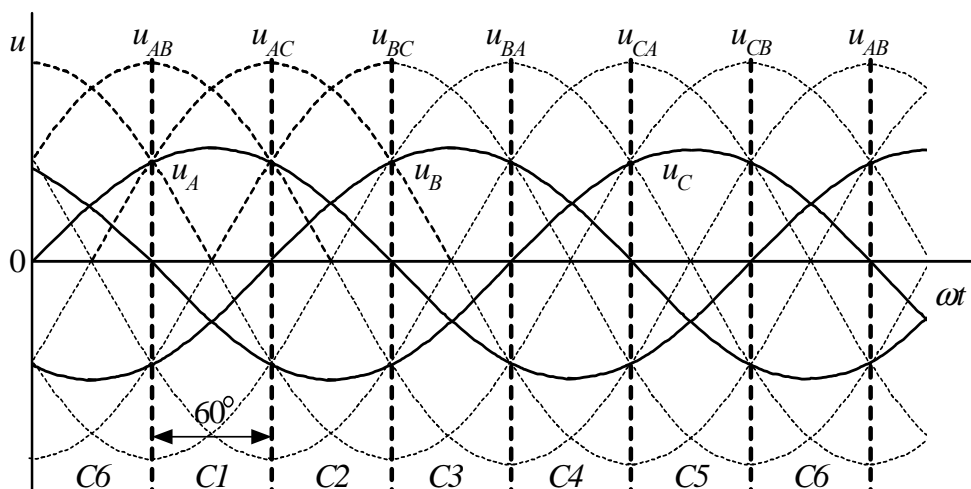


Рисунок 5.25 – Часові діаграми напруги мережі змінного струму

Секторам  $C1 - C6$  відповідають логічні сигнали  $C1 - C6$ , що визначаються напругою мережі живлення. Згідно до цього можна скласти логічні рівняння, які визначають стан відповідних ключів схеми  $ABC$ :

$$\begin{aligned} a_+ &= C1 + C2 \cdot T_1 + C4 \cdot T_0 + C6 \cdot T_2, & a_- &= C4 + C1 \cdot T_0 + C3 \cdot T_2 + C5 \cdot T_1, \\ b_+ &= C3 + C2 \cdot T_2 + C4 \cdot T_1 + C6 \cdot T_0, & b_- &= C6 + C1 \cdot T_1 + C3 \cdot T_0 + C5 \cdot T_2, \\ c_+ &= C5 + C2 \cdot T_0 + C4 \cdot T_2 + C6 \cdot T_1, & c_- &= C2 + C1 \cdot T_2 + C3 \cdot T_1 + C5 \cdot T_0. \end{aligned}$$

Таблиця 5.3 - Стани ключів схеми  $ABC$

Номер сектора	C1			C2			C3			C4			C5			C6		
	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c
$T_1$	1	0		1		0		1	0	0	1		0		1		0	1
$T_2$	1		0		1	0	0	1		0		1		0	1	1	0	
$T_0$	1,0					0,1		1		0,1					1,0		0,1	

Якщо сектору ( $60^\circ$ ) відповідає  $n$  положень вектора (тактів модуляції), то кількість перемикачів ключа становить  $K=1+2n$ . Так, за вихідної частоти  $f=50$  Гц і дискретності пересування вектора  $6^\circ$  ( $n=10$ , частота модуляції  $f_M=3000$  Гц)  $K=21$ , що відповідає частоті перемикання  $f_{II}=1050$  Гц. За  $\mu=1$  значення  $K_2$  досягає 1 перемикачів ключа відповідне  $T_0$  і  $T_2$  відсутнє і  $K=2n-1$  (при  $n=10$ ,  $f_{II}=950$  Гц).

Розглянутий принцип формування струму реалізує система керування (СК) АВС (рис. 5.23), вхідними сигналами для неї є напруга мережі (з датчика напруги ДН) і коефіцієнт модуляції по амплітуді  $\mu$ . Значення  $\mu$  задається регулятором вихідного струму РС. Принципи реалізації СК АВС ілюструє структура на рисунку 5.26. Система керування АВС синхронізована з мережею змінного струму. Цю функцію виконує блок синхронізації з мережею (БС), який у функції фазної напруги мережі і сигналу завдання режиму роботи  $G$  (випрямний або інверторний) формує сигнали  $C1-C6$ , які відповідні секторам просторового вектора струму. БС також тактує роботу генератора пилкоподібної напруги (ГПН) і генератора трикутної (модулюючої) напруги (ГТН).

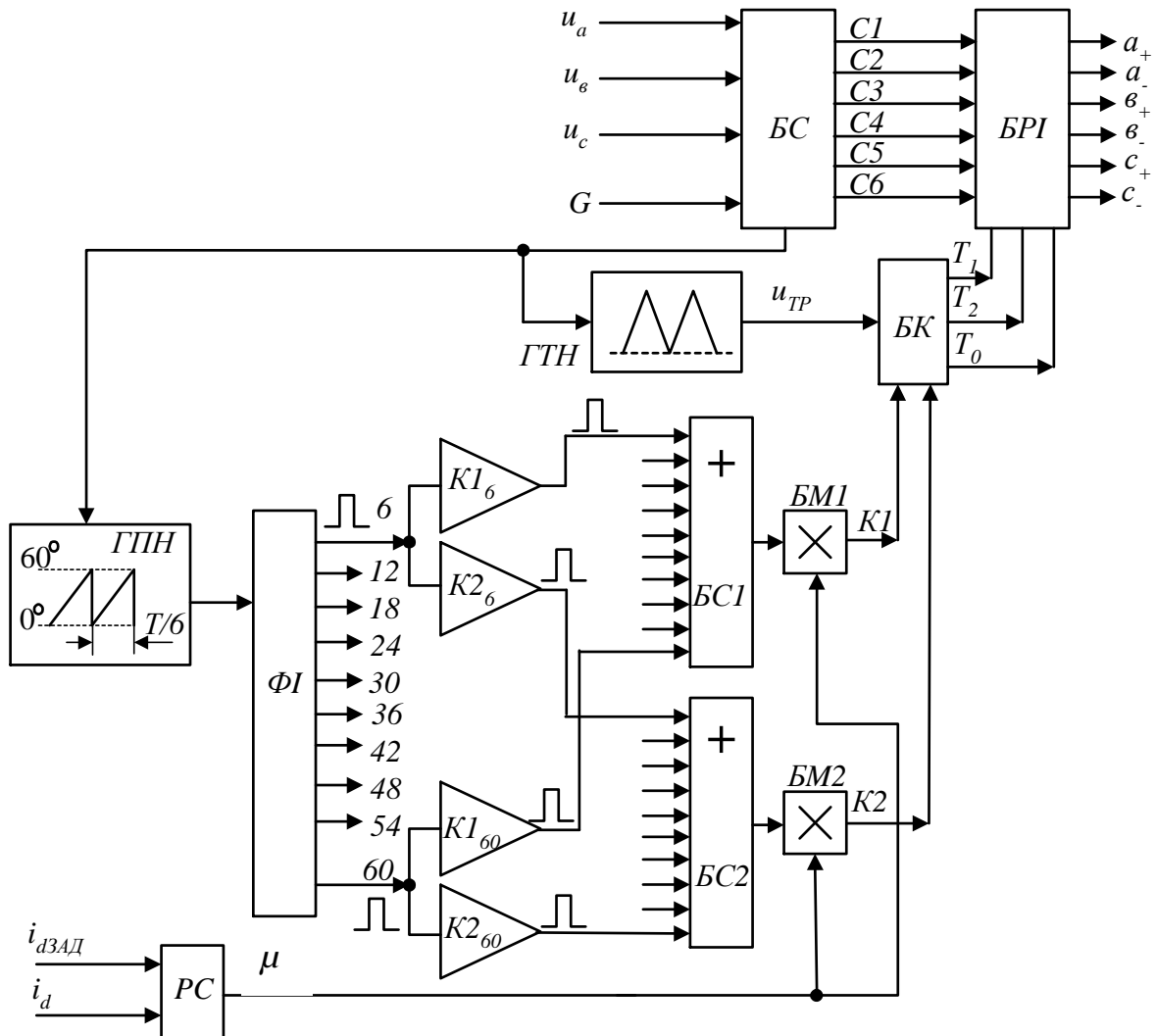


Рисунок 5.26 – Структурна схема системи керування АВС



Вихідна напруга ГПН задає кут повороту просторового вектора в межах сектора  $60^\circ$ . Формувач імпульсів (ФІ) формує імпульси, що задають тривалість знаходження просторового вектора в положеннях  $6^\circ, 12^\circ, \dots, 54^\circ, 60^\circ$ . З урахуванням коефіцієнтів ( $K1_6, K2_6, \dots, K1_{60}, K2_{60}$ ), що визначають відносну тривалість станів схеми АВС в цих положеннях, блоками підсумовування БС1, БС2 формується закон зміни коефіцієнтів  $K1, K2$  у межах сектора  $60^\circ$ . Значення  $K1, K2$  з урахуванням коефіцієнта модуляції по амплітуді  $\mu$  (блоки множення БМ1, БМ2) надходять в блок компараторів (БК), де за результатом їх порівняння з модулюючою напругою трикутної форми формуються сигнали  $T_1, T_2, T_0$ . Відповідно до сигналів С1-С6,  $T_1, T_2, T_0$ , блоком розподілу імпульсів (БРІ) формуються імпульси керування ключами АВС.

Проблемним елементом у схемі АВС є згладжувальний дросель, індуктивність якого  $L_d$  з одного боку визначає якість вихідного, а у разі використання ШІМ і вхідного струму АВС. З іншого боку,  $L_d$  визначає постійну часу вихідного кола і підвищення  $L_d$  збільшує інерційність АВС як об'єкта регулювання. При цьому необхідно враховувати, що у схемі перетворювача частоти (див. п. 6.1.2) опір навантаження АВС  $R_H = U_d / I_d$ , який визначається АІС у процесі регулювання частоти і амплітуди вихідної напруги ПЧ змінюється в широких межах. Відповідно змінюється і стала часу.

Визначальним чинником роботи схеми є частота модуляції  $f_M$ , чим вище її значення, тим краще якість згладжування випрямленого струму ( $i_d$ ) і гармонійний склад вхідного струму АВС  $i_A$  (струм у фазі мережі  $i_{\phi A}$ ). При цьому потрібні менші значення  $L_{BX}, C_{BX}, L_d$ . Осцилограми струмів  $i_d, i_A, i_{\phi A}$  і напруги фази мережі  $u_A$  наведені на рисунку 5.27.

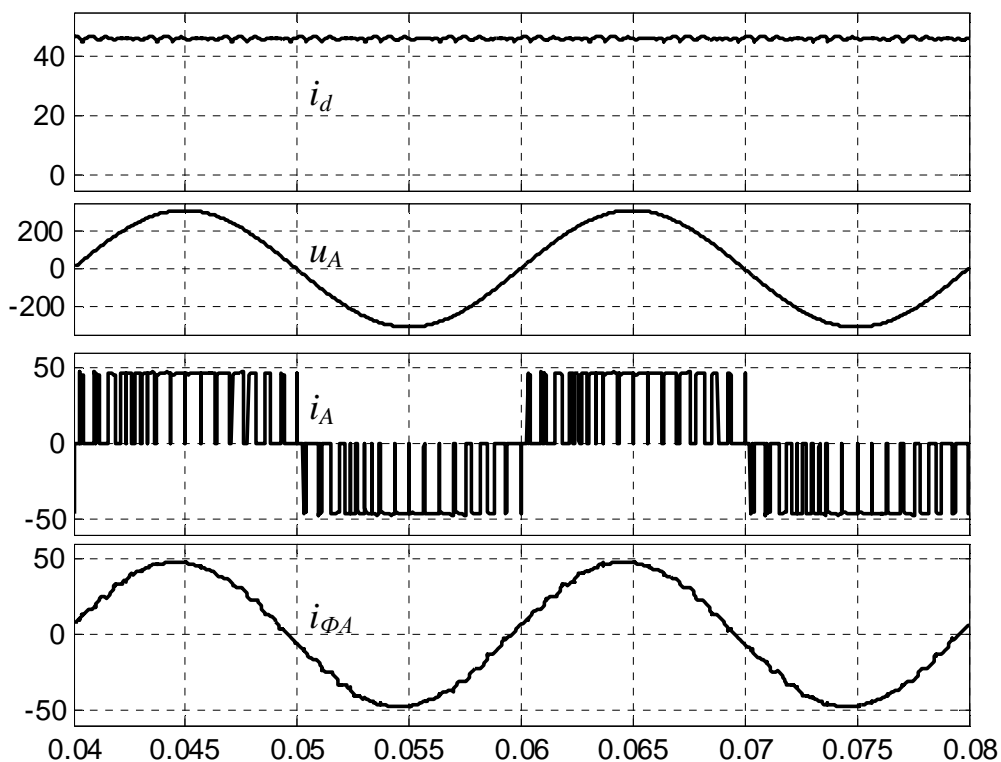


Рисунок 5.27 – Осцилограми напруги мережі і струмів у схемі активного випрямляча струму за  $f_M = 3000$  Гц і  $\mu = 1$

Прийнятні динамічні характеристики АВС за швидкодією можуть бути отримані у разі використання пропорційно-інтегрального регулятора вихідного струму, який дозволяє компенсувати сталу часу АВС і забезпечує астатизм системи за вихідним струмом. Осцилограми процесів при відпрацюванні АВС заданого значення  $I_d=30$  А для  $R_H=1$  Ом і  $R_H=10$  Ом наведені на рисунку 5.28, а і рисунку 5.28, б ( $L_{BX}=4$  мГн,  $C_{BX}=20$  мкФ,  $L_d=20$  мГн). Час регулювання при цьому не перевищує 0.01с, що допустимо для використання в системі регулювання електроприводом на базі перетворювача частоти з АІС.

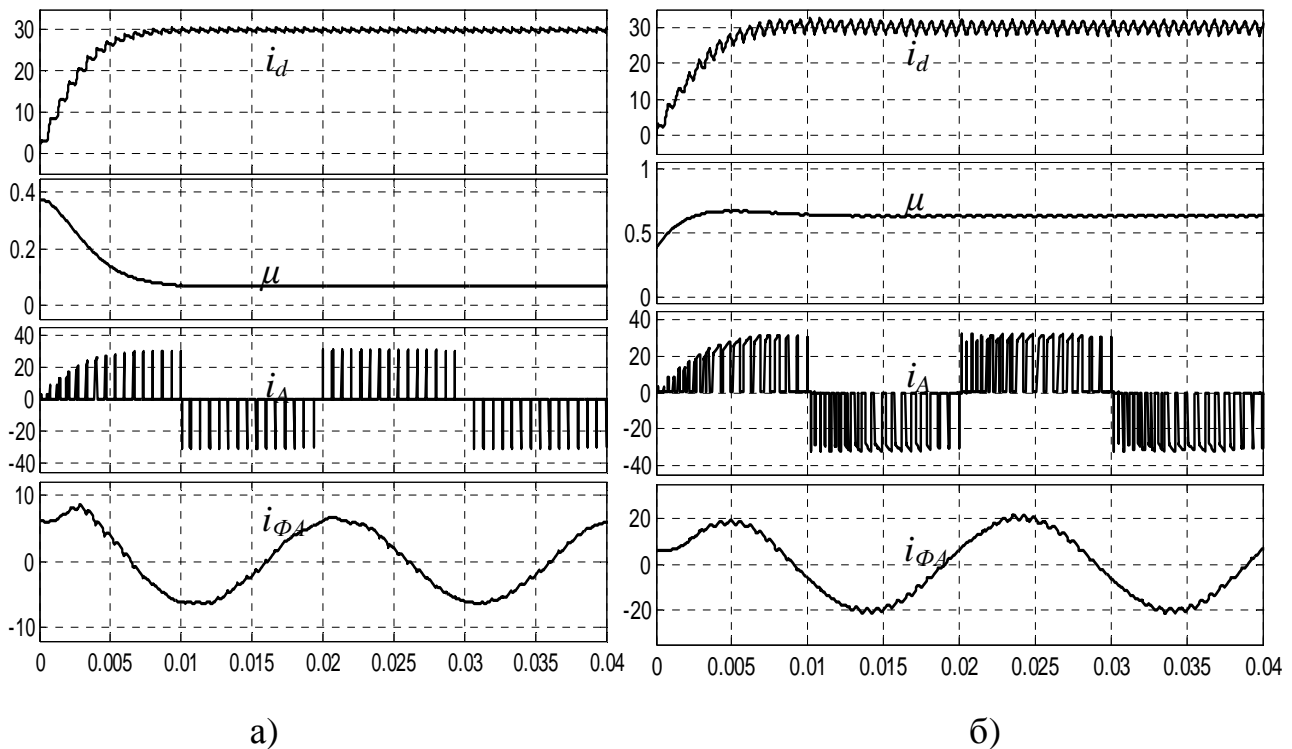


Рисунок 5.28 – Осцилограми перехідних процесів у схемі АВС

При використанні високовольтних ключів із великими втратами енергії на перемикання частоту перемикання необхідно обмежувати. Очевидно, що для забезпечення необхідного гармонійного складу струму, що споживається з мережі, необхідно збільшувати індуктивність або ємність вхідного фільтра АВС.

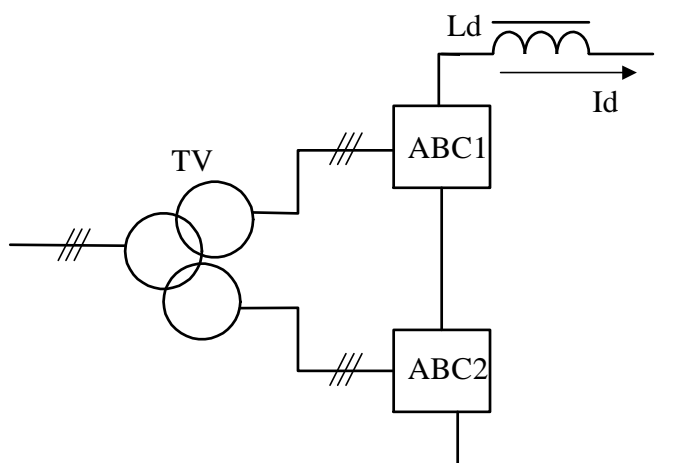


Рисунок 5.29 – Структурна схема складеного АВС

**Складений АВС.** Складену схему одержуємо послідовним з'єднанням декількох ( $n$ ) АВС, які живляться від ізольованих комплектів вторинних обмоток трансформатору (рис. 5.29). При цьому:

- 1) знижується напруга ключів;
- 2) з'являється можливість поліпшення гармонійного складу результуючого струму на вході трансформатора (це дозволяє зменшити частоту перемикання ключів АВС),

а також зниження пульсацій випрямленого струму (це дозволяє зменшити індуктивність вихідного дроселя АВС).

Придушення вищих гармонік струму первинної обмотки трансформатора при цьому забезпечується зсувом фаз напруги вторинних обмоток або таким же зсувом фаз струмів, що формується АВС. За  $n=2$  зсув модуляційних гармонік для їхньої взаємної компенсації складе  $\pi$ , при  $n=3$  зсув  $2\pi/3$ , таким чином, зсув фаз по першій гармоніці складе  $\theta = \frac{2\pi}{n \cdot m_f}$ , де  $m_f$  – кратність частот модуляції  $f_M$  і

напруги мережі  $f$ . Для  $m_f=15$  і  $n=2$  кут  $\theta=12^\circ$ . Для спрощення конструкції трансформатора (для отримання  $\theta=12^\circ$  необхідно використовувати спеціальні рішення по виконанню вторинної обмотки) краще використовувати зсув фаз струмів, які формуються АВС. У цьому випадку вторинні обмотки трансформатора ідентичні, а зсув фаз по першій гармоніці струмів АВС реалізується зсувом секторів вектора струму, що синтезується, щодо вектора напруги.

Осцилограми  $i_d$ , струмів АВС1  $i_{\phi A1}$ , АВС2  $i_{\phi A2}$ , результуючого струму  $i_{\phi A0}$  і коефіцієнта модуляції  $\mu$  під час відпрацьовування АВС заданого значення  $I_d=30$  А для  $R_H=10$  Ом і використання пропорційно-інтегрального регулятора вихідного струму приведені на рисунку 5.30.

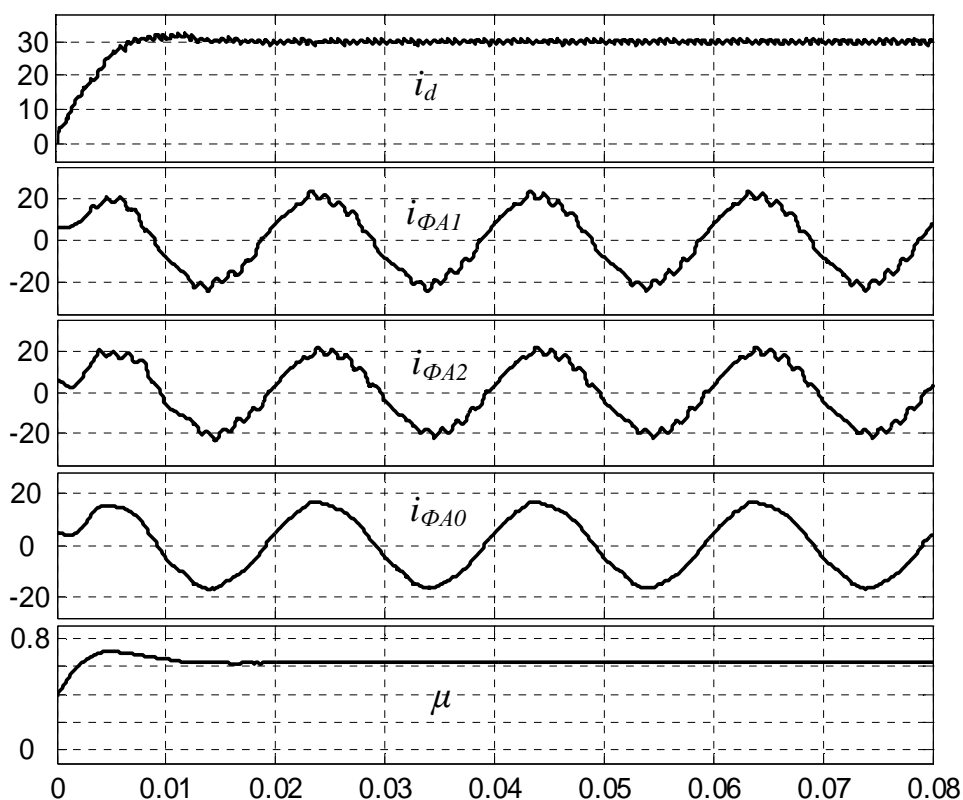


Рисунок 5.30 – Осцилограми відпрацьовування заданого значення  $i_d$

Характер перехідних процесів на рис.5.30 підтверджує прийнятні для більшості застосувань динамічні характеристики АВС за швидкодією.

## 6 ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

Ці пристрої забезпечують перетворення напруги змінного струму однієї частоти (постійної або змінної) у напругу змінного струму іншої частоти (постійної або змінної). Звичайно частота, амплітуда і фаза вихідної напруги (струму) регулюється у певних межах. Кількість фаз вхідної і вихідної напруги при цьому також може відрізнятися (трифазно-однофазні, однофазно-трифазні, багатофазні). Найбільша сфера використання – електропривод змінного струму.

За структурою розрізняють основні типи перетворювачів частоти (ПЧ):

- із ланкою постійного струму;
- із безпосереднім зв'язком мережі живлення і кола навантаження.

### 6.1 Перетворювачі частоти з ланкою постійного струму

У наш час визначилося два класи ПЧ із ланкою постійного струму, що мають спільну ознаку – ланку постійного струму, проте суттєво відрізняються за структурою. Це перетворювачі низької напруги (до 1000 В) і середньої напруги (до 6÷10 кВ).

#### 6.1.1 Перетворювачі частоти на базі автономного інвертора напруги

##### 6.1.1.1 Перетворювачі частоти низької напруги

ПЧ із ланкою постійного струму звичайно не передбачають необхідність використання вхідного або вихідного трансформатора.

Структурна схема ПЧ з ланкою постійного струму (рис. 6.1) містить:

- $m_1$ -фазне джерело ( $G$ ) змінного струму (звичайно мережа змінного струму) з напругою  $U_1$  і частотою  $f_1$ ;
- вхідний фільтр ( $\Phi_{ВХ}$ ), що зменшує вплив на мережу з боку ПЧ;
- випрямляч ( $B$ );
- фільтр ( $\Phi$ ) у колі постійного струму, що, поряд з згладжуванням напруги, надає вхідному колу інвертора властивості джерела напруги;
- $m_2$ -фазний інвертор ( $I$ ) із вихідною напругою  $U_2$  і частотою  $f_2$ ;
- вихідний фільтр ( $\Phi_{ВИХ}$ ) для покращення вихідних параметрів ПЧ;
- $m_2$ -фазне навантаження ( $H$ ).

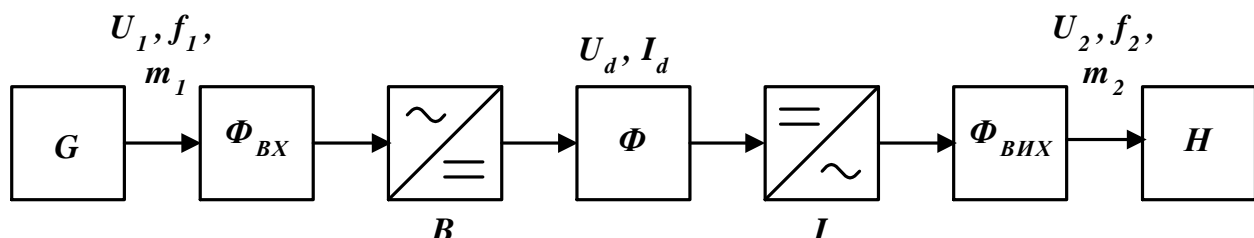


Рисунок 6.1 – Структурна схема ПЧ з ланкою постійного струму

Вхідний і вихідний фільтри звичайно застосовуються у ПЧ з використанням ШІМ. При цьому вхідний фільтр складається із фільтра радіозавад і вхідно-

го реактора для поліпшення комутації і обмеження вхідного струму. Вихідний фільтр є необхідним при значній довжині кабелю до навантаження (двигуна) для обмеження перенапруг, що обумовлені високою швидкістю змінювання вихідної напруги.

Таким чином, у ПЧ має місце подвійне перетворення напруги (енергії) джерела: спочатку вона випрямляється, а потім постійна напруга перетворюється у змінну з необхідними параметрами.

Основною перевагою ПЧ із ланкою постійного струму є можливість отримання на виході напруги (або струму), частота якої регулюється у достатньо широких межах, як нижче, так і вище частоти мережі.

Основні недоліки: зниження ККД унаслідок подвійного перетворення енергії і значне ускладнення схеми випрямлення для забезпечення двобічного обміну енергією між джерелом і навантаженням.

При загальному принципі побудови внутрішня структура і властивості окремих елементів ПЧ цього типу достатньо різноманітні. Усе залежить від принципів керування і потрібних характеристик вхід/вихід.

Функції регулювання частоти вихідної напруги виконує інвертор. Регулювання амплітуди вихідної напруги (струму) можливо двома способами:

- амплітудне змінюванням напруги постійного струму на вході інвертора;
- імпульсне, що здійснюється інвертором при незмінній напрузі постійного струму на вході.

Залежно від цього використовується керований або некерований випрямляч. Наявність значної ємності у колі постійного струму ПЧ з інвертором напруги знижує швидкість змінювання напруги, що суттєво обмежує можливості амплітудного регулювання напруги. Унаслідок цього у наш час найбільшого розповсюдження знаходять ПЧ із використанням ШІМ (рис. 6.2).

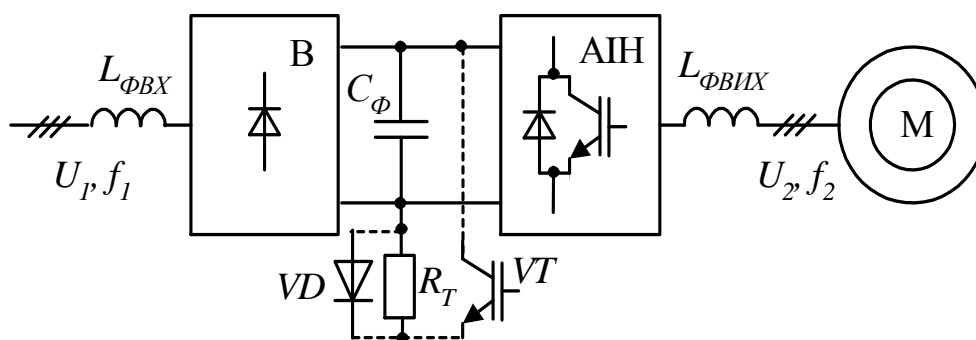


Рисунок 6.2 – Структурна схема ПЧ із ланкою постійного струму з АІН і використанням ШІМ

Відзначимо, що за значних потужностей ПЧ із ШІМ для обмеження струму заряджання конденсатора фільтра під час підключення перетворювача до мережі випрямляч виконується керованим (регулювання лише у процесі заряджання) або використовується спеціальна схема заряджання.

Структура ПЧ з інвертором струму (рис. 6.3) передбачає використання на вході керованого випрямляча КВ.

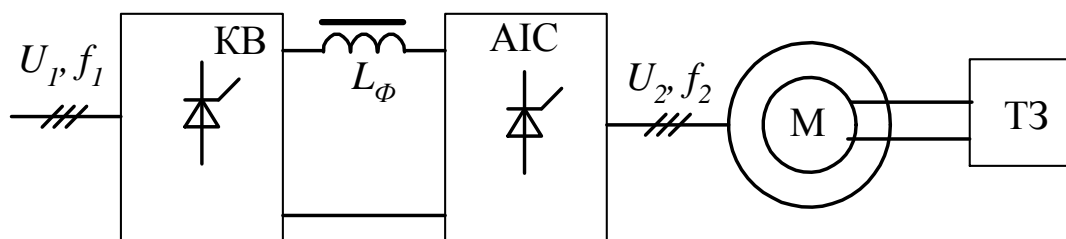


Рисунок 6.3 – Структурна схема ПЧ з ланкою постійного струму з АІС

За необхідності забезпечення двобічного обміну енергії між джерелом і двигуном на вході ПЧ встановлюється реверсивний керований випрямляч із двома комплектами вентилів (п. 2.7), що працює у випрямному режимі з передаванням енергії від мережі до двигуна або у інверторному режимі при зворотному напрямку енергії. Останнім часом з цією метою використовують активний випрямляч (п. 5.2), що поряд із обміном енергії забезпечує синусоїдальний вхідний струм ПЧ при  $\cos\varphi = 1$  і можливість регулювання  $\cos\varphi$ .

Схема ПЧ із двобічним обміном енергією подана на рисунку 6.4. Вона містить у собі два трифазних інвертори на транзисторах, що мають спільне коло постійного струму. Один з них – активний випрямляч наруги АВН (див. п. 5.1.2.2), що з'єднаний з мережею змінного струму. Обидва інвертори мають окремі системи керування. АВН є підвищуючим перетворювачем і його використання у схемі ПЧ надає схемі важливу особливість – він зберігає дієспроможність у разі зниження напруги у мережі змінного струму за рахунок стабілізації напруги у ланці постійного струму. При цьому струм, що споживається з мережі, пропорційно збільшується. Отже, у цьому разі АВН необхідно обирати з відповідним запасом за струмом.

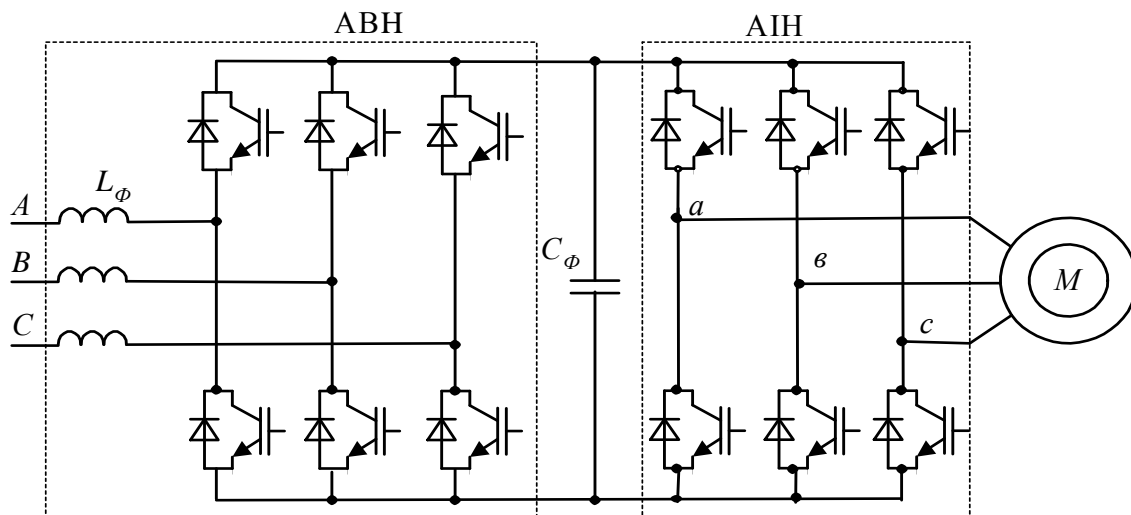


Рисунок 6.4 – Структура силових кіл ПЧ з АВН

Для електроприводів, де частка енергії гальмування незначна і використання АВН економічно не доцільне, для відведення енергії з схеми ПЧ використовується гальмівний резистор  $R_T$ , що підключається через транзистор VT (рис. 6.2). Він вмикається у разі перевищення напругою ланки постійного струму

певного значення. Оскільки зовнішній резистор  $R_T$  і з'єднувальні дроти мають певну індуктивність у схему додано зворотній діод.

#### 6.1.1.2 Перетворювачі частоти середньої напруги

Відзначимо, що розподіл ПЧ на два класи – низької і високої напруги умовний. Тут мова йде не лише про більшу напругу і відповідні схемні рішення (використання групового з'єднання ключів і трансформаторів), а й про значні потужності перетворювача (до 10 МВт) і відповідні зміни акцентів при формуванні характеристик вхід/вихід ПЧ.

За великих потужностей на перший план виходять енергетичні показники, забезпечення високої якості вихідної напруги ПЧ, а також струму, що споживається від мережі.

Розглянемо основні рішення стосовно ПЧ середньої напруги (до 6÷10 кВ), що зараз виготовляються серійно [30-34, 45, 48].

**ПЧ із знижувальним трансформатором на вході та підвищувальним трансформатором на виході (двотрансформаторна схема).**

Цей підхід базується на використуванні добре відпрацьованого рішення низьковольтного дворівневого АІН з вихідною напругою до 690 В. Для збільшення вихідної потужності у схемі використовується паралельне з'єднання інверторів за виходом (п. 4.3.6) через вихідні реактори. Структурна схема такого ПЧ з двома АІН наведена на рисунку 6.5, там же показані відповідні значення напруги. У вхідному колі використовується 12-фазна схема випрямлення, що забезпечує якість струму, який споживається з мережі змінного струму.

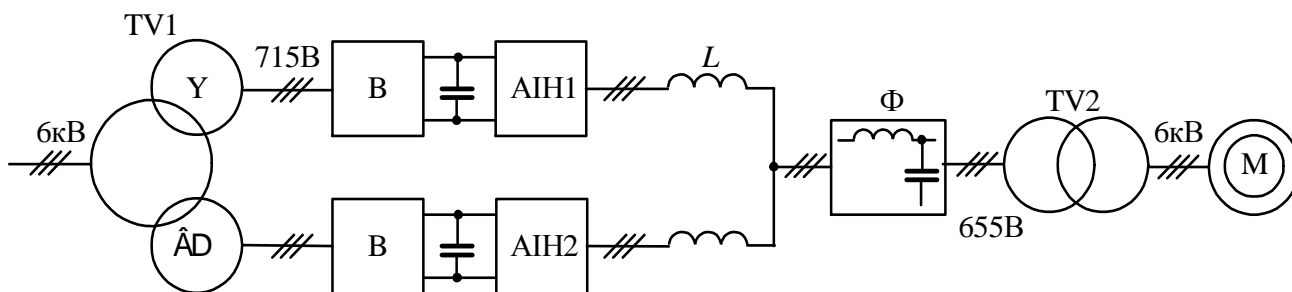


Рисунок 6.5 – Структурна схема ПЧ із двома трансформаторами

Вхідний трансформатор має дві вторинні обмотки зі схемами з'єднання  $Y$  та  $\Delta$ . АІН живляться від випрямлячів (В) з емнісним фільтром. На виході встановлено синусоїдальний  $LC$  – фільтр (Ф), його струм з урахуванням коефіцієнта трансформації  $I_{НОМ}(6300/655) = 9,62I_{НОМ}$  (струм двигуна -  $I_{НОМ}$ ).

При цьому частота модуляції (ШІМ) достатньо висока (до 6 кГц). Частота зрізу фільтра повинна бути близькою до максимальної вихідної частоти ПЧ. Резонансна частота фільтра повинна бути нижче частоти модуляції. Як видно з рисунка 6.5, втрати напруги у ПЧ (включаючи вихідні реактори, випрямляч, АІН і фільтр) складають 8,4 %. Наявність значного вихідного фільтра погіршує динаміку приводу. ККД такого ПЧ не перевищує 95 % (при тому, що ККД низьковольтного перетворювача 97-98 %).

**Багаторівневі ПЧ (БПЧ).** Вихідна напруга БПЧ має східчасту форму, апроксимуючи синусоїдальний сигнал. Їх переваги:

- якість вихідної напруги наближається до прийнятих стандартів, знижується на відміну від дворівневих ШІМ інверторів значення  $du/dt$ , що дає можливість використання БПЧ без додаткових «синусних» фільтрів;
- силові кола можуть виконуватися на низьковольтних напівпровідникових приладах;
- завдяки використанню на вході багатофазних схем випрямлення споживають від мережі практично синусоїдальний вхідний струм із коефіцієнтом потужності близьким до одиниці.

Загальним для всіх багаторівневих перетворювачів частоти (БПЧ) середньої напруги є наявність кола постійного струму і спеціального багатообмоткового трансформатора на вході. Більшість типів БПЧ передбачає пряме підключення двигуна змінного струму (за винятком схем із складанням напруги на трансформаторі). Вхідний трансформатор використовується як багатофазне (12- або 18-фазне) джерело, що досягається відповідними схемами з'єднання вторинних обмоток. Базова схема джерела постійного струму – трифазний мостовий випрямляч (або складені схеми на його основі) з конденсатором на виході.

**БПЧ на базі тривіневого інвертора.** Структурна схема БПЧ на базі ТАІН із трьома рівнями напруги джерела постійного струму ( $U, 0, -U$ , де  $U$  – напруга на виході кожного з випрямлячів) подана на рисунку 6.6. Підключення двигуна змінного струму пряме, може використовуватися незначний фільтр ( $\Phi$ ). Блок інвертора звичайно виконується на тиристорах типу IGCT або високовольтних IGBT. Це обумовлено значною напругою на ключах схеми. Так, за вихідної лінійної напруги БПЧ  $U_{\text{Л}}=6$  кВ напруга  $U=U_{\text{Л}}/\sqrt{2}=4,243$  кВ.

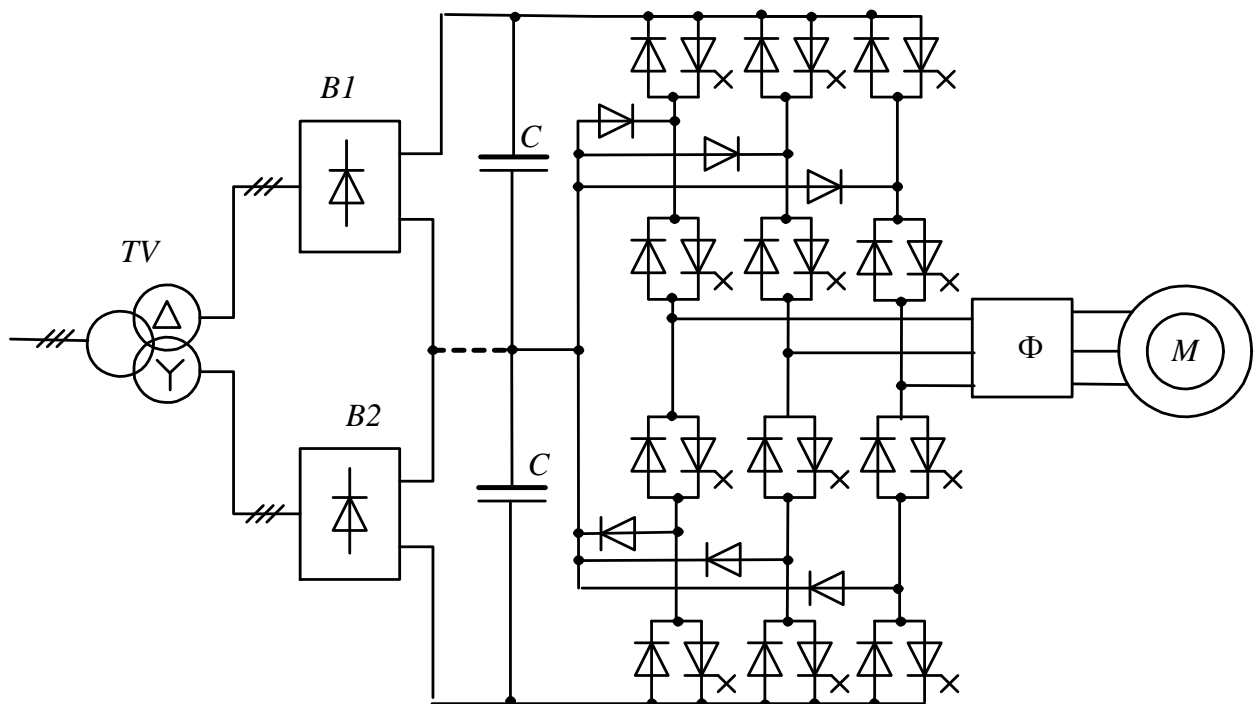


Рисунок 6.6 – БПЧ на базі ТАІН



Напруга на ключах дорівнює  $U_{KL}=U$ . З урахуванням можливих перенапруг, що виникають у процесі перемикань струму, ключі обирають із запасом ( $K_{зАП}=1.5\div 2$ ). Перетворювачі на основі ТАІН (3-level) випускаються фірмами ABB і Siemens на потужності до 5000 кВт при напрузі 3300 і 4160 В.

За необхідності мати напругу 6000 В фірма ABB (а також Transresch Antriebssysteme Berlin) пропонує установку на виході після  $LC$ -фільтра трансформатора, що погоджує напругу інвертору з напругою двигуна. Фірма Siemens пропонує використання автотрансформаторного синусоїдального фільтра (ІНУ-фільтр). У вхідному колі ПЧ використовується 12-фазна схема випрямлення (може бути схема і з більшою кількістю фаз). На виході інвертора встановлюється синусоїдальний  $LC$ -фільтр на струм з урахуванням коефіцієнта трансформації  $I_{НОМ}(6300/4160) = 1,51I_{НОМ}$  ( $I_{НОМ}$  – струм двигуна).

Для забезпечення двобічного передавання енергії між двигуном і мережею змінного струму у вхідному колі ПЧ встановлюється трирівневий активний випрямляч (див. п. 5.1.2.3) при прямому підключенні до мережі (за напругою до 4.16 кВ).

**БПЧ на базі чотирирівневого інвертора.** Схема чотирирівневого інвертору з «плаваючими» конденсаторами використовується фірмами Alstom і General Electric. Інвертори БПЧ ALSPA VDM 6000 Alstom виконані на IGBT, а інвертори БПЧ Innovation Medium GE виконані на IGCT.

За рахунок збільшення рівнів гармонійний склад вихідної напруги покращується. Проте, зазвичай, і в цьому випадку бажана установка (правда, дещо полегшеного)  $LC$ -фільтра. Важливим моментом є можливість використання БПЧ на напругу 6 кВ без вихідного трансформатора.

**БПЧ на базі каскадних БАІН.** Структурна схема БПЧ з каскадним послідовним з'єднанням  $n = 3$  інверторів у вихідних фазах подана на рисунку 6.7. Вона складається з  $3n$  ідентичних блоків (рис. 6.7, а), що містять у собі трифазний мостовий некерований випрямляч з конденсатором фільтра (для отримання необхідної напруги конденсатори з'єднуються послідовно) і однофазний мостовий інвертор на транзисторах (IGBT). У разі пошкодження блоку, завдяки функції Power-Cell-Bypass, дефектний блок автоматично перемикається (виводиться з роботи), а керування блоками, що залишилися, автоматично коригується. Така можливість досягається за рахунок перемодуляції 3-ю гармонікою. Це забезпечує високу живучість БПЧ.

Базовим рішенням такого БПЧ є «Perfect Harmony» фірми Siemens. Аналоги його в різних модифікаціях випускають практично всі фірми в Японії, Кореї, Китаї, Росії тощо.

При вихідній лінійній напрузі БПЧ  $U_L=6$  кВ використовують БПЧ з кількістю інверторів на фазу  $n=5$  або  $n=6$ . Напруга в колі постійного струму інвертора  $U=U_L/(n\sqrt{2})$ , за  $n=5$  маємо  $U=849$  В, за  $n=6$  маємо  $U=707$  В. Напруга на ключах дорівнює  $U_{KL}=U$ . З урахуванням можливих перенапруг, що виникають у процесі перемикань струму, ключі обирають із запасом ( $K_{зАП}=1,5\div 2$ ). Таким чином, можна використовувати IGBT класу 1700 В.

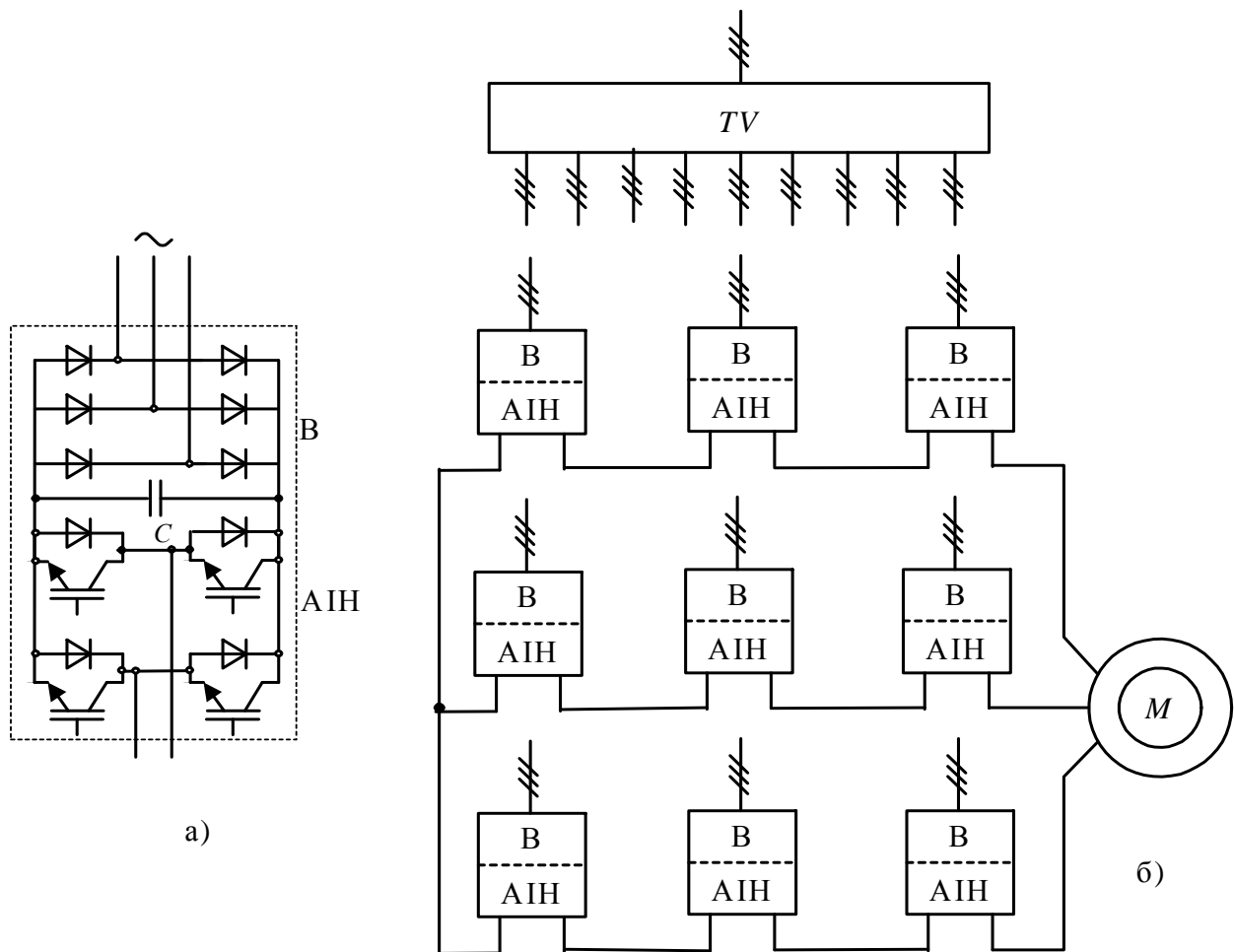


Рисунок 6.7 – Структурна схема БПЧ з каскадним з'єднанням інверторів у вихідних фазах

Для підключення до мережі використовується спеціальний трансформатор із  $3n$  вторинних обмоток для живлення відповідних блоків БПЧ. Обмотки утворюють  $n$  вісімнадцяти фазних систем для блоків різних фаз БПЧ.

Таким чином, незалежно від базової структури, багаторівневі перетворювачі частоти характеризуються значною складністю схем, яка містить багатообмотковий спеціальний трансформатор. Як наслідок, мають значну вартість, що дає змогу використовувати їх лише за потужностей у декілька МВт, де це економічно доцільно. Окрім того, наявність багатofазної схеми випрямлення суттєво ускладнює реалізацію двобічного обміну енергією з мережею живлення, тому БПЧ звичайно використовують у електроприводі турбомеханізмів, де не має потреби у реалізації режимів генераторного гальмування.

#### 6.1.2 Перетворювачі частоти на базі автономного інвертора струму

Відносно синхронних двигунів великої потужності за напругою 6 кВ добре зарекомендувала схема за «класичною» структурою (рис. 6.3): керований випрямляч на тиристорах – інвертор струму з природною комутацією, що здійснюється ЕРС обмотки статора двигуна. Живлення обмотки ротора здійснюється від тиристорного збуджувача (ТЗ), що має окреме живлення.

Останнім часом широке розповсюдження знаходять ПЧ на базі автономного інвертора струму (AIC) з імпульсним регулюванням і синусоїдальним вихідним струмом. Використовують у вхідних колах багатофазні схеми випрямлення з керованими випрямлячами або активний випрямляч струму (ABC) на повністю керованих ключах (рис. 6.8). На виході AIC встановлено ємнісний фільтр. Такий ПЧ забезпечує на виході практично синусоїдальну напругу і двобічний обмін енергією між джерелом змінного струму і двигуном.

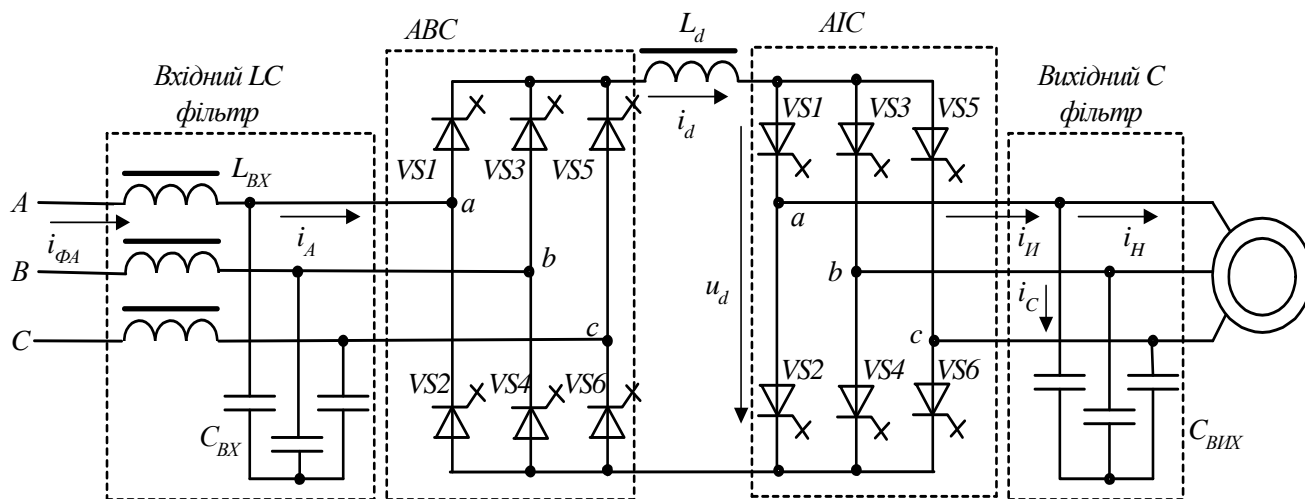


Рисунок 6.8 – Структура силових кіл ПЧ на базі AIC із ABC

Лідером у виробництві і збуті ПЧ на базі AIC є фірма Allen-Bradley (Канада). В даний час перетворювачі з ШІМ-AIC виробляє також фірма Hyundai (П. Корея). ПЧ із ШІМ-AIC типу Power Flex 7000 Allen-Bradley виконаний на симетричних тиристорах з інтегрованим керуванням – SGCT. У схемі ABC і AIC використовується SHE PWM за семи імпульсах у напівхвилі струму (п. 4.1.2.1).

SGCT зручні для послідовного включення за будь-якого рівня середньої напруги. Оскільки реактор у ланці постійного струму обмежує величину струму, не потрібні напівпровідникові запобіжники для захисту силових напівпровідникових приладів. Так у разі використання SGCT із зворотною напругою 6500 В кількість компонент інвертора мінімально. Так, для інвертора на 2400 В потрібні всього 6 силових перемикальних приладів, на напругу 3300, 4160 В – 12, а на 6600 В – 18.

Можливі різні виконання вхідного випрямляча ПЧ, починаючи від 6-пульсної схеми випрямлення до 18-пульсної. Найкращі показники забезпечує варіант із використанням ABC, що дозволяє забезпечити двобічну провідність за високої якості вхідного струму ПЧ і прямому підключенні до мережі змінного струму (за відсутності вхідного трансформатора). Важливою особливістю AIC за наявності вихідного ємнісного фільтра є обмежена швидкість зростання вихідної напруги. При цьому форма вихідної напруги близька до синусоїдальної у всьому діапазоні регулювання частоти.

## 6.2 Безпосередні перетворювачі частоти

Призначені для перетворення змінної напруги одної частоти в змінну напругу іншої частоти при безпосередньому зв'язку фаз навантаження з фазами мережі живлення без проміжного перетворення. Вихідна напруга їх формується з ділянок напруги мережі відповідної полярності. Випрямлення змінної напруги джерела енергії і перетворення цієї випрямленої напруги у змінну, необхідної частоти і амплітуди є функцією одного пристрою. При цьому має місце однократне перетворення енергії і високий ККД, достатньо просто вирішуються питання пов'язані з обміном енергії між навантаженням і мережею живлення.

Залежно від принципів комутації ключів схеми можна виділити такі типи:

- перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком (ПЧБ) з природною комутацією [8,10];
- перетворювачі з безпосереднім зв'язком зі штучною комутацією, що отримали назву – матричні перетворювачі [23, 24, 47];
- дволанкові перетворювачі частоти [25].

### 6.2.1 Перетворювачі частоти з природною комутацією

У ПЧБ крива вихідної напруги частоти  $f_2$ , що змінюється, формується з ділянок напруги мережі живлення, котра за допомогою тиристорів безпосередньо зв'язана з навантаженням, шляхом циклічного підключення навантаження на визначені інтервали часу до різних фаз мережі.

Їхня схема виконується з використанням тиристорів, що не вимикаються за колом керування. Комутація струму навантаження здійснюється перемиканням струму з тиристорів одної фази мережі на тиристор іншої фази у разі зміни напруги, що прикладена до тиристора, тобто напругою мережі живлення. Це дещо обмежує можливості перетворення у частотному діапазоні – вихідна частота не може перевищувати частоту напруги мережі  $f_1$ . Доцільний діапазон від 0 до  $0,6 f_1$ .

Силовa схема і принцип дії ПЧБ аналогічні до реверсивного керованого випрямляча (тиристорні перетворювачі див. п. 2.7). Є дві групи тиристорів ТП1 і ТП2, що з'єднані між собою зустрічно паралельно, що дає можливість отримання у навантаженні струму і напруги обох полярностей. Схема випрямляча може бути однофазна, багатофазна, нульова або мостова. За кількістю фаз вхідної та вихідної напруги розрізняють однофазно-однофазні, трифазно-однофазні (рис. 6.9 і рис. 6.10) і трифазно-трифазні схеми ПЧБ (рис. 6.11 і рис. 6.12). Форма вихідної напруги залежить від кількості фаз випрямлення, від частоти вихідної напруги, закону керування тиристорами, характеру навантаження.

Принцип перетворення (рис. 6.9, б) здійснюється почерговим вмиканням випрямлячів ТП1 і ТП2 на час, що становить половину періоду вихідної напруги. Це призводить до періодичного змінюванню полярності напруги на навантаженні. Змінюванням часу роботи кожного з випрямлячів можна регулювати частоту вихідної напруги. Так, для формування позитивного напівперіода вихідної частоти (рис. 6.9, а) керують тиристорним перетворювачем ТП1 (катодна

група вентилів  $VS1, VS2, VS3$ ). При цьому почергово вмикаються тиристори у фазах, де напруга позивна і струм крізь навантаження  $i_H$  надходить у напрямку, показаному суцільною стрілкою. Обвідна вихідної напруги при цьому утворюється з відповідних ділянок напруги змінного струму позитивної полярності. Перетворювач ТП2 при цьому вимкнтий.

Для формування негативного напівперіоду керують ТП2 (анодна група вентилів  $VS4, VS5, VS6$ ). Струм крізь навантаження надходить у зворотному напрямку (перервна стрілка), ТП1 при цьому вимкнтий. Перемикання струму з одного випрямляча на інший здійснюється при спаданні струму до нуля з наступною витримкою часу необхідною для виключення можливості короткого перемикання, тобто реалізується принцип роздільного керування (п. 2.7). Значення вихідної напруги регулюється змінюванням кутів  $\alpha$  відкриття тиристорів у кожній групі, які визначаються сигналами керування і алгоритмом роботи.

Керування випрямлячами однієї фази може бути також сумісним (п. 2.7). При сумісному керуванні у вихідних колах необхідні реактори ( $L$ ), що обмежують зрівнювальні струми між ТП1 і ТП2. При роздільному реактори не потрібні.

Схема ПЧБ із багатофазним ( $m_2$ ) виходом утворюється із відповідної кількості однофазних перетворювачів, вихідні кола яких з'єднуються за схемами «зірка» (рис. 6.11, рис. 6.12) і «трикутник» або виконуються з незалежним підключенням фаз, коли кожна фаза навантаження отримує живлення від окремого однофазного ПЧБ. Є особливість у підключенні до мережі живлення ПЧБ на базі мостових схем – при з'єднанні фаз навантаження фази ПЧБ (рис. 6.12) отримують живлення від окремих (незалежних) обмоток трансформатору, а у разі незалежного підключення необхідність в цьому відсутня. Керування кожною вихідною фазою здійснюється з відповідним фазовим зсувом ( $2\pi/m_2$ ).

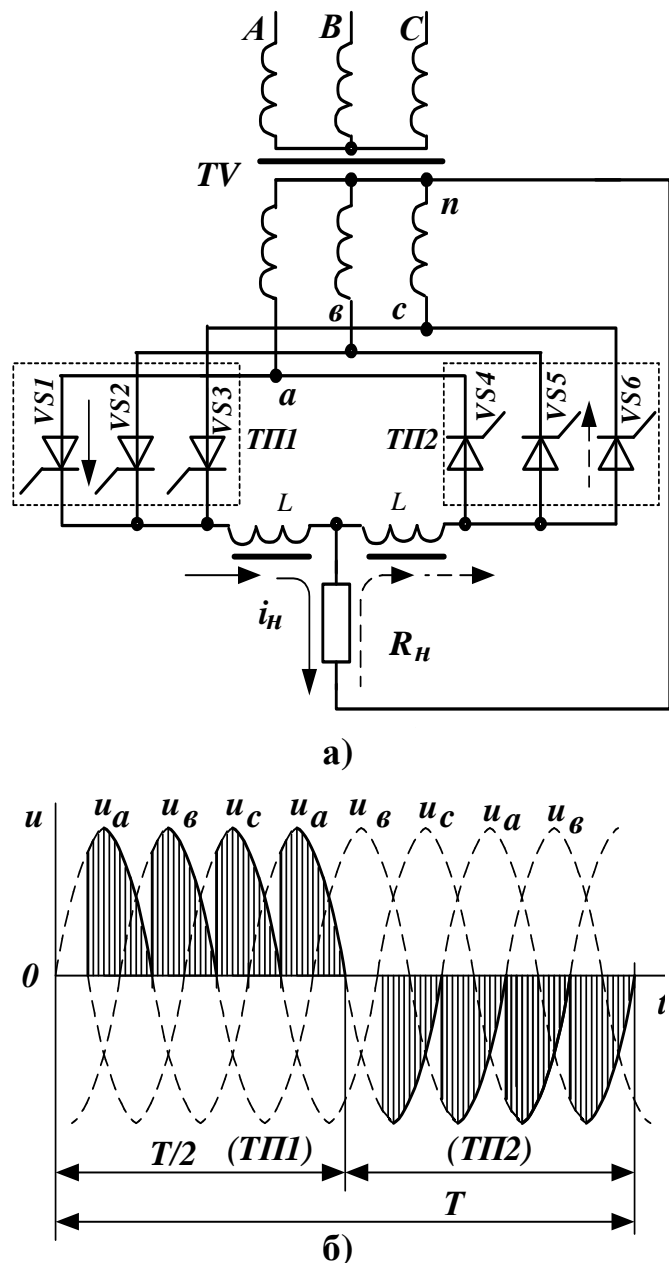


Рисунок 6.9 – Однофазний ПЧБ за трифазною нульовою схемою:  
а) схема принципова;  
б) діаграми вихідної напруги

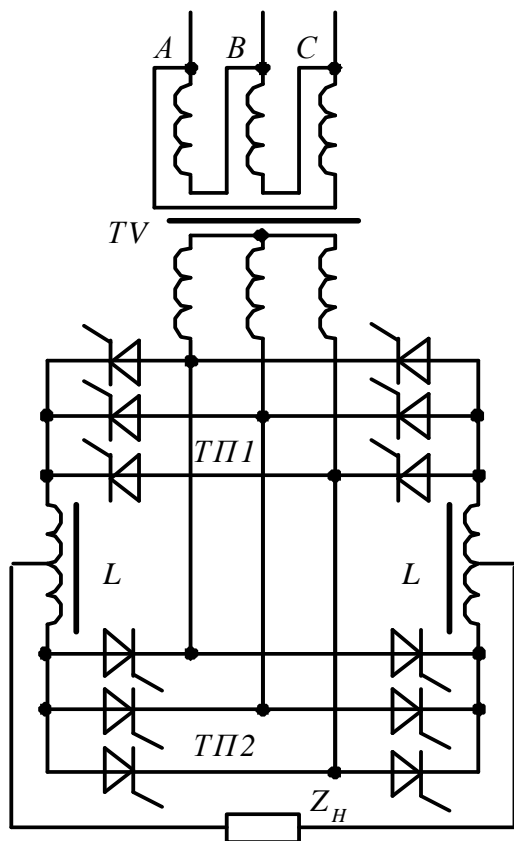


Рисунок 6.10 – Однофазний ПЧБ за трифазною мостовою схемою

У разі з'єднання навантаження за схемою «зірка» можливо два варіанти: без нульового і з нульовим дротом (рис. 6.11). За наявності нульового дроту робота окремих вихідних фаз здійснюється незалежно від інших, що спрощує систему керування і аналіз вихідної напруги. Звичайно нульовий вивід у обмотки двигуна відсутній і тому використовується схема без нульового дроту, що ускладнює форму вихідної напруги, проте сприяє покращенню її гармонійного складу.

Регулювання вихідної напруги здійснюється змінюванням фази імпульсів керування. При безперервному струмі навантаження середнє значення напруги випрямляча визначається як

$$U_{CP} = U_0 \cos \alpha. \quad (6.1)$$

Це значення визначається кутом керування конкретного тиристора на інтервалі його провідності. Змінювання

середнього значення вихідної напруги можна досягнути змінюванням середнього значення напруги на відповідних інтервалах провідності тиристорів при регулюванні кутів керування за відповідним законом, інакше кажучи, законом модуляції кутів керування тиристорами.

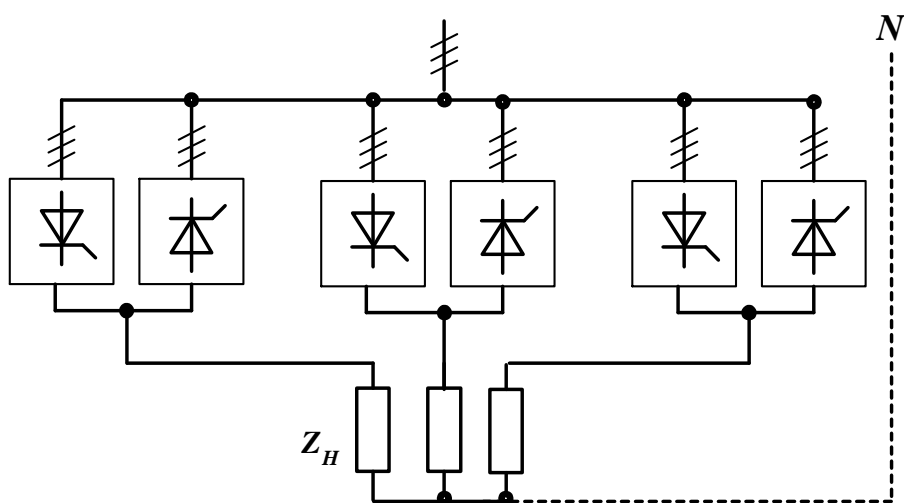


Рисунок 6.11 – Трифазно-трифазний ПЧБ за трифазною нульовою схемою

Звичайно переслідують мету отримання синусоїдального закону (за основною гармонікою)

$$U_{2(1)} = U_{2m} \sin \omega_2 t = \mu U_0 \sin \omega_2 t, \quad (6.2)$$

де  $\mu = U_{2m}/U_0$  – коефіцієнт модуляції напруги за амплітудою.

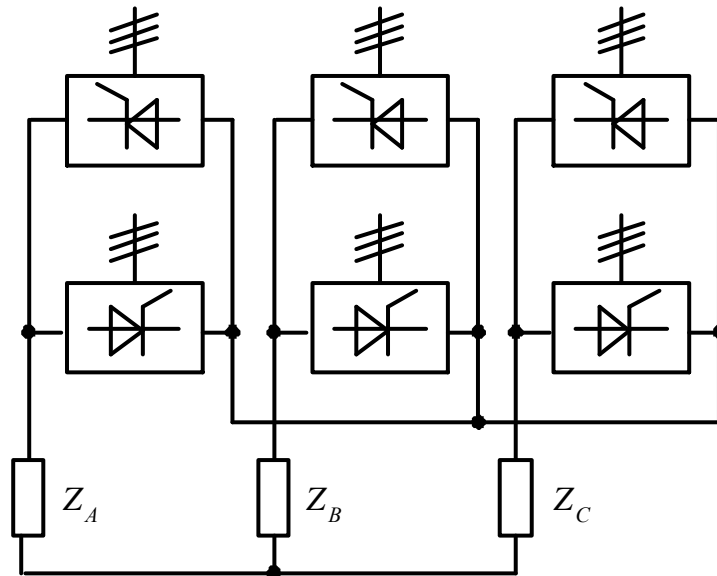


Рисунок 6.12 – Трифазно-трифазний ПЧБ за трифазною мостовою схемою

Вважаючи, що середнє значення визначає першу гармоніку вихідної напруги, прирівнюємо (6.1) і (6.2), звідки отримуємо закони змінювання для кутів керування ТП1 і ТП2 у фазі ПЧБ:  $\alpha_1 = \arccos(\mu \sin \omega_2 t)$ ,  $\alpha_2 = \arccos(-\mu \sin \omega_2 t)$ .

Такий алгоритм керування випрямлячами фази ПЧБ отримав назву арккосинусоїдального (у подальшому будемо називати синусоїдальна модуляція).

Діаграми вихідної напруги і струму однофазного ПЧБ за трифазною нульовою схемою і за трифазною мостовою формою подані на рисунку 6.13. Неважко побачити, що збільшення кількості фаз випрямлення суттєво впливає на якість вихідної напруги і струму.

Важливим моментом є забезпечення вільного обміну енергією між мережею і навантаженням. Це стосується обміну реактивною потужністю при активно-індуктивному навантаженні або під час роботи на двигун змінного струму, коли зсув між основними гармоніками вихідних напруги і струму не перевищує  $90^\circ$  (рис. 6.14), а також генераторного режиму роботи двигуна, коли зсув більше  $90^\circ$ . При цьому чергуються режими роботи ТП випрямний, коли полярності напруги і струму співпадають і інверторний, коли протилежні. Перехід у інверторний режим здійснюється відповідним збільшенням кутів керування випрямляча, що працював у випрямному режимі. Останнє передбачає відповідний алгоритм роздільного керування випрямлячами у фазі ПЧБ, коли сигнал дозволу роботи відповідного випрямляча формується після зменшення струму попереднього випрямляча до нуля і відліку необхідної безструмової паузи. Знімається сигнал дозволу у разі зниження струму цього випрямляча до нуля. Це достатньо просто реалізується коли у напівхвилі струму, що формується, відсутні безструмової паузи, але дещо ускладнюється коли вони присутні.

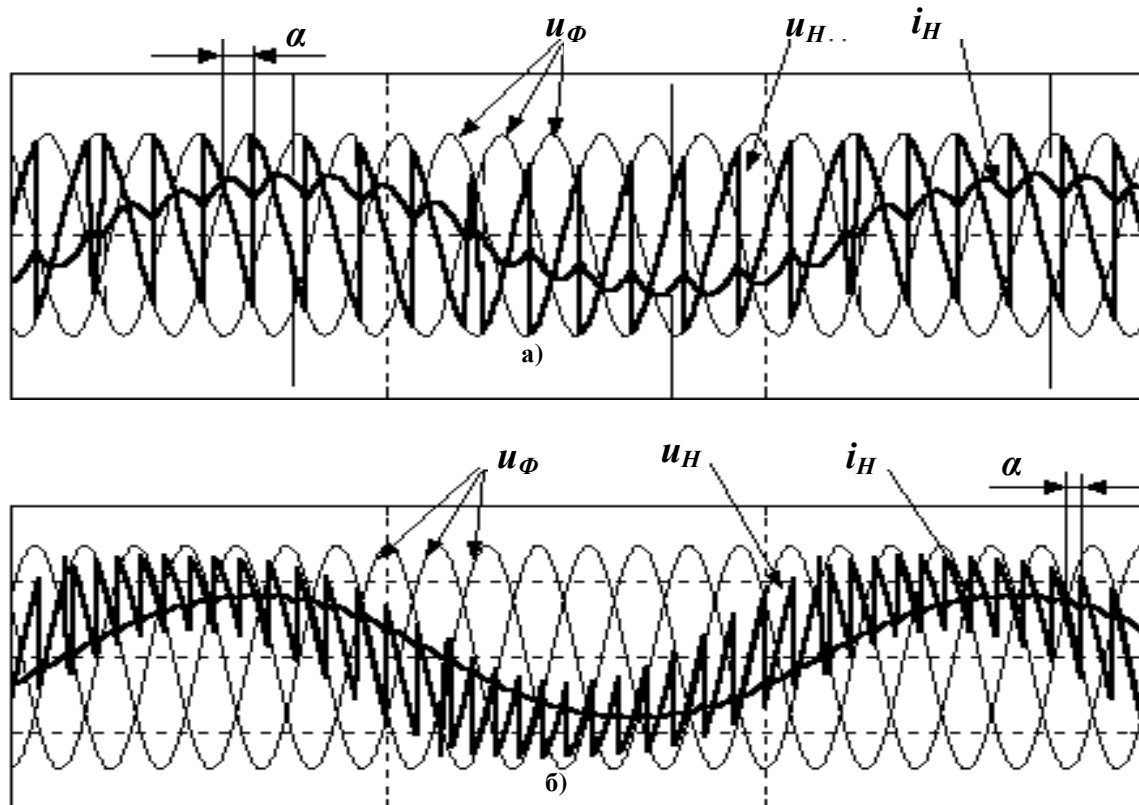


Рисунок 6.13 – Діаграми вихідної напруги і струму ПЧБ:  
а) із нульовою схемою випрямлення; б) із мостовою схемою випрямлення

ПЧБ з роздільним керуванням властиві певні недоліки. Так, при малих навантаженнях у режимі перервних струмів збільшується коефіцієнт спотворення форми вихідної напруги. Спотворення також збільшується із зростанням вихідної частоти. При некратних частотах мережі живлення і вихідної частоти у вихідній напрузі з'являються низькочастотні складові.

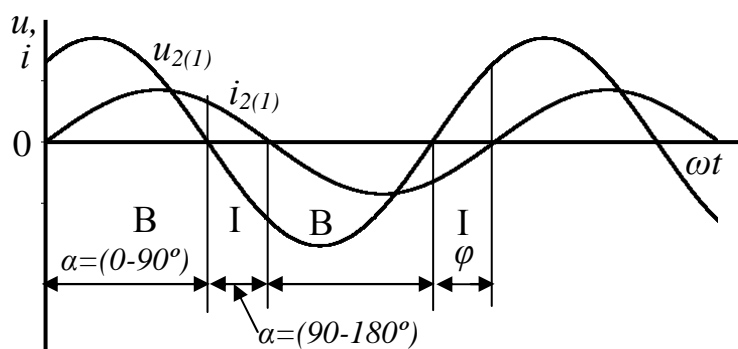


Рисунок 6.14 – Режим роботи ПЧБ

Максимальне значення вихідної частоти залежить від силової схеми БПЧ. У разі відсутності паузи між роботою груп тиристорів у фазі максимальна частота становить [29]

$$f_2 = \frac{m}{2n + m - 2} f_1, \quad (6.3)$$

де  $n$  – кількість ділянок синусоїди напруги мережі живлення у напівперіоді вихідної частоти  $f_2$ ,  $m$  – кількість пульсацій напруги за період частоти мережі. При цьому схему (рис. 6.11) за наявності нульового дроту слід вважати нульовою ( $m=3$ ), якщо нульовий дріт відсутній – мостовою ( $m=6$ ). Згідно з (6.3) максимальне значення частоти для трифазної нульової схеми (якщо  $n_{\text{МН}}=3$ ) становить  $f_{2\text{МАХ}}=0,43f_1$ , для мостової  $f_{2\text{МАХ}}=0,6f_1$ .



Згідно з [29] діюче значення першої гармоніки вихідної напруги

$$U_{2(1)} = A \frac{m_1}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \mu U_1, \quad (6.4)$$

де  $U_1$  – діюче значення напруги змінного струму на вході ПЧБ,  $A=1$  – для нульової схеми,  $A=\sqrt{3}$  – для мостової схеми,  $m_1=3$  – кількість фаз мережі живлення.

Завантаження тиристорів схеми визначається аналогічно до схеми випрямляча. Проте є особливість – нерівномірність завантаження тиристорів груп, що формують струм вихідної фази. Це суттєво проявляється на частотах близьких до максимальної, коли навантаження припадає фактично на один тиристор. Нерівномірність навантаження можна врахувати введенням коефіцієнту навантаження за струмом [29]. У подальшому враховуємо лише 1-у гармоніку вихідного струму  $I_{2(1)}$ . Кожна з груп тиристорів (ТП1 і ТП2) формує напівхвилю струму  $I_{2(1)}$ . Середнє значення напівхвилі струму визначається як і у однонапівперіодного випрямляча  $I_{2(1)CP} = \frac{I_{2m(1)}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}I_{2(1)}}{\pi}$ .

Усереднене навантаження тиристора за середнім значенням струму

$$I_{VTCP.Y} = \frac{\sqrt{2}I_{2(1)}}{m \cdot \pi}. \quad (6.5)$$

Усереднене навантаження тиристора за діючим значенням струму

$$I_{VT.Y} = \frac{I_{2(1)}}{\sqrt{2m}}. \quad (6.6)$$

З урахуванням коефіцієнта завантаження за середнім і діючим струмами

$$I_{VTCP} = K_{C.CP} I_{VTCP.Y} \quad \text{і} \quad I_{VT} = K_{C.D} I_{VT.Y}. \quad (6.7)$$

Значення коефіцієнтів завантаження [29] суттєво залежать від співвідношення вихідної частоти і частоти мережі  $\nu = f_2/f_1$ , так за  $\nu > 0,6$  коефіцієнт  $K_{C.CP}$  становить  $K_{C.CP}=3$  (з  $\nu = 0,5$   $K_{C.CP}=2,2$ ), коефіцієнт  $K_{C.D}=1,73$  (з  $\nu = 0,5$   $K_{C.D}=1,26$ ).

Доцільний діапазон змінювання вихідних частот ПЧБ від 0 до 30 Гц (що менший, ніж у перетворювачів із ланкою постійного струму). Оскільки за частотного керування вихідна напруга є пропорційною частоті, обмеження діапазону вихідних частот призводить до необхідності узгодження напруги двигуна і мережі. В іншому разі, уже на максимальних частотах, регулювання здійснюється за значних кутів регулювання, які із зменшенням частоти зростають, а гармонійний склад вихідної напруги суттєво погіршується. Окрім того, зі зменшенням напруги на виході ПЧБ зменшується їхній коефіцієнт потужності.

Область використання – частотний електропривод потужних тихохідних асинхронних і синхронних електродвигунів.

**Приклад 6.1.** Розрахувати безпосередній перетворювач частоти за схемою (рис. 6.11) без нульового дроту для живлення двигуна змінного струму з  $P_{НОМ}=100$  кВт,  $U_{НОМ}=380$  В,  $\cos\varphi_{НОМ}=0,8$ ,  $\eta_{НОМ}=0,9$ . Максимальну вихідну частоту прийняти 30 Гц. Напруга мережі  $U=380$  В.

**Розв’язання.** Виходячи з того, що напруга двигуна регулюється пропорційно частоті ( $U_2/f_2=const.$ ), значення вихідної напруги з  $f_2=0,6f_1=30$  Гц становить  $U_2=0,6U_{НОМ}=228$  В. Мова йде про першу гармоніку напруги.

Таким чином, для живлення ПЧБ необхідний трансформатор на вході. Згідно з (6.4) визначимо напругу вторинної обмотки трансформатора

$$U_{T2} = \frac{U_2 \cdot \pi}{\sqrt{3} m_1 \sin \frac{\pi}{m} \mu}$$

Для компенсації зниження напруги мережі і втрат напруги у силових колах ПЧБ слід передбачити деякий запас за напругою (20 %). Відтоді потрібне значення вихідної напруги досягається за рахунок введення кута регулювання  $\alpha_{МИН}=\arccos(1/1,2)=33,6^\circ$  (приймаємо  $\alpha_{МИН}=30^\circ$ ).

З урахуванням цього лінійна напруга вторинної обмотки трансформатора

$$U_{T2} = \frac{U_2 \cdot \pi}{\sqrt{3} m_1 \sin \frac{\pi}{m} \mu \cos \alpha_{МИН}} = \frac{228 \cdot \pi}{\sqrt{3} \sin \frac{\pi}{6} \cos 30} = 318,4 \text{ В.}$$

Фазна напруга вторинної обмотки трансформатора  $U_{T2\Phi}=U_{T2}/\sqrt{3}=183,8$  В.

Коефіцієнт трансформації  $n=U_{1\Phi}/U_{T2\Phi}=220/183,8=1,2$

Номинальний струм двигуна (перша гармоніка вихідного струму)

$$I_{НОМ} = I_{2(1)} = \frac{P_{НОМ}}{\sqrt{3} U_{НОМ} \cos \varphi_{НОМ} \eta_{НОМ}} = \frac{100000}{\sqrt{3} 380 \cdot 0,8 \cdot 0,9} = 211 \text{ А.}$$

Приймаємо значення коефіцієнта  $K_{C,CP}=3$  (з  $v=0,6$ ), коефіцієнт  $K_{C,Д}=1,73$  (з  $v=0,6$ ). Значення струму тиристорів:

$$I_{VTCP} = K_{C,CP} \frac{\sqrt{2} I_{2(1)}}{m \cdot \pi} = 3 \frac{\sqrt{2} I_{2(1)}}{3 \cdot \pi} = 95 \text{ А,}$$

$$I_{VT} = K_{C,Д} \frac{I_{2(1)}}{\sqrt{2} m} = 1,73 \frac{I_{2(1)}}{\sqrt{6}} = 149 \text{ А.}$$

Тиристори обираємо з запасом згідно з  $I_{VTCP}$  і  $U_{T2}$  на зворотну напругу  $U_{ЗВМАХ}=2 \cdot \sqrt{2} U_{T2}=900$  В (подвійний запас за напругою) типу Т161-160-9.

### 6.2.2 Матричні перетворювачі частоти з ШІМ

Останнім часом на основі повністю керованих ключів (IGCT, IGBT) з'явився окремий клас перетворювачів частоти з безпосереднім зв'язком, що отримав назву матричний перетворювач частоти (МП). Використання методів широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) робить МП конкурентоспроможними відносно перетворювачів з проміжною ланкою постійного струму і автономним інвертором напруги (АІН). Спрощена схема силових кіл МП подана на рисунку 6.15. Вона містить у собі 9 ключів двобічної провідності (3 на фазу) і утворює матрицю  $3 \times 3$  – звідки і назва.

Обов'язковий елемент схеми – вхідний фільтр, що є необхідним для:

- обмеження перенапруги на ключах схеми у процесі комутації струму, що споживається від мережі змінного струму, для чого перед ключами схеми встановлені конденсатори;
- забезпечення сумісності з мережею – мінімальні викривлення форми струму і високий коефіцієнт потужності.

Найпростішим і традиційним рішенням у МП є використання LC-фільтра. Оскільки активний опір мережі достатньо малий, то виникають проблеми, що пов'язані з високою добротністю фільтра, що обумовлює суттєвий підйом амплітудно-частотної характеристики в області резонансної частоти  $f_p$  і, як наслідок, підсилення визначеного спектра частот.

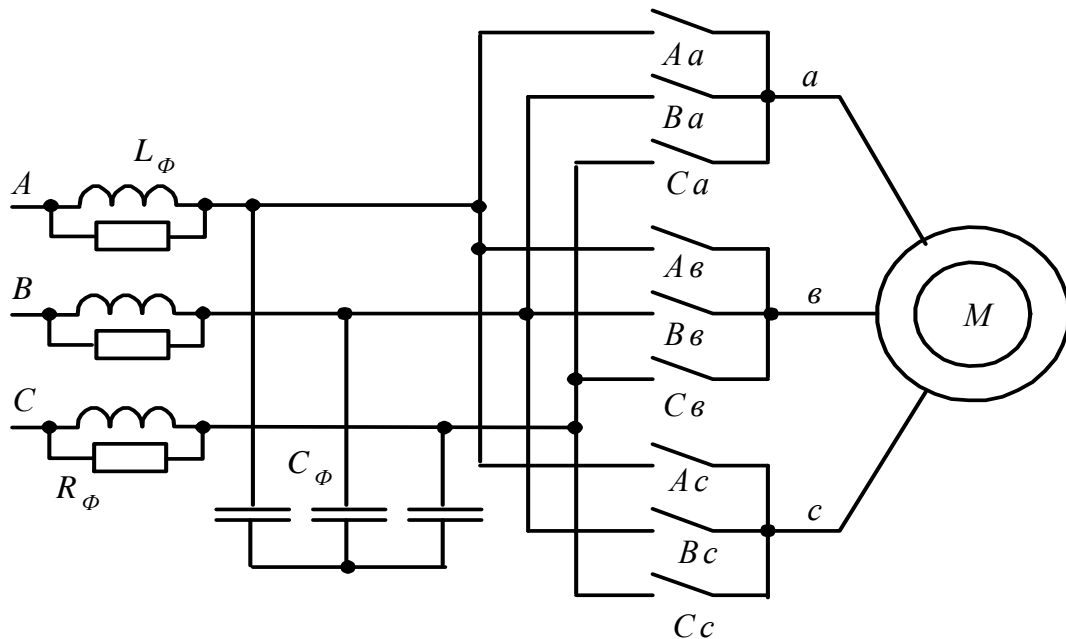


Рисунок 6.15 – Спрощена схема матричного перетворювача

Послабити ефект підсилення можна зниженням добротності фільтра введенням резистора  $R_\phi$  паралельно  $L_\phi$  (для зниження витрат енергії його опір слід обирати мінімум на порядок більше, ніж  $X_{L\phi}$ ) і зсувом  $f_p$  в область низьких частот.

Вихідна напруга МП формується з напруги мережі змінного струму відповідної полярності. Це передбачає більшу кількість станів схеми (27) порівняно зі схемою АІН, де використовується лише 3 рівня напруги (+U), 0 і (-U) і кіль-

кість станів 8. Можливі стани подані у таблиці 6.1. Відзначимо, що як і в розглянутих вище схемах перетворювачів із природною комутацією ключів, використання роздільного керування можливо і у схемі матричного перетворювача. Однак це передбачає занадто високі вимоги до відповідних датчиків струму (стану ключів).

Таблиця 6.1 - Можливі стани схеми МП

№	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	Комбінація ключів	$u_l$	$\frac{u_a}{u_l}$	$\frac{u_b}{u_l}$	$\frac{u_c}{u_l}$	$i_A$	$i_B$	$i_C$	$\alpha$ , град	$\beta$ , град
+1	A	B	B	100	$u_{AB}$	2/3	-1/3	-1/3	$i$	$-i$	0	0	-30
-1	B	A	A	100	$u_{BA}$	2/3	-1/3	-1/3	$-i$	$i$	0	0	150
+2	B	C	C	100	$u_{BC}$	2/3	-1/3	-1/3	0	$i$	$-i$	0	90
-2	C	B	B	100	$u_{CB}$	2/3	-1/3	-1/3	0	$-i$	$i$	0	-90
+3	C	A	A	100	$u_{CA}$	2/3	-1/3	-1/3	$-i$	0	$i$	0	-150
-3	A	C	C	100	$u_{AC}$	2/3	-1/3	-1/3	$i$	0	$-i$	0	30
+4	B	A	B	010	$u_{AB}$	-1/3	2/3	-1/3	$i$	$-i$	0	120	-30
-4	A	B	A	010	$u_{BA}$	-1/3	2/3	-1/3	$-i$	$i$	0	120	150
+5	C	B	C	010	$u_{BC}$	-1/3	2/3	-1/3	0	$i$	$-i$	120	90
-5	B	C	B	010	$u_{CB}$	-1/3	2/3	-1/3	0	$-i$	$i$	120	-90
+6	A	C	A	010	$u_{CA}$	-1/3	2/3	-1/3	$-i$	0	$i$	120	-150
-6	C	A	C	010	$u_{AC}$	-1/3	2/3	-1/3	$i$	0	$-i$	120	30
+7	B	B	A	001	$u_{AB}$	-1/3	-1/3	2/3	$i$	$-i$	0	240	-30
-7	A	A	B	001	$u_{BA}$	-1/3	-1/3	2/3	$-i$	$i$	0	240	150
+8	C	C	B	001	$u_{BC}$	-1/3	-1/3	2/3	0	$i$	$-i$	240	90
-8	B	B	C	001	$u_{CB}$	-1/3	-1/3	2/3	0	$-i$	$i$	240	-90
+9	A	A	C	001	$u_{CA}$	-1/3	-1/3	2/3	$-i$	0	$i$	240	-150
-9	C	C	A	001	$u_{AC}$	-1/3	-1/3	2/3	$i$	0	$-i$	0	30
0 <sub>A</sub>	A	A	A	-	-	0	0	0	0	0	0	0	0
0 <sub>B</sub>	B	B	B	-	-	0	0	0	0	0	0	0	0
0 <sub>C</sub>	C	C	C	-	-	0	0	0	0	0	0	0	0
10	A	B	C	-	-	$u_A$	$u_B$	$u_C$	-	-	-	-	-
11	A	C	B	-	-	$u_A$	$u_C$	$u_B$	-	-	-	-	-
12	B	A	C	-	-	$u_B$	$u_A$	$u_C$	-	-	-	-	-
13	B	C	A	-	-	$u_B$	$u_C$	$u_A$	-	-	-	-	-
14	C	B	A	-	-	$u_C$	$u_B$	$u_A$	-	-	-	-	-
15	C	A	B	-	-	$u_C$	$u_A$	$u_B$	-	-	-	-	-

У реалізації ШІМ у МП можна знайти спільне з АІН, де необхідність контролю вихідного струму відсутня. При цьому функції ключів у силових колах АІН (рис. 6.16, б) різні: керований – транзистор, некерований – діод, що забезпечує «підхоплення» струму навантаження під час запирання транзистора.

Типова схема ключа двобічної провідності (КДП), що використовується в МП [24], подана на рис. 6.16, а. Він містить у собі дві половинки з транзистора з діодом, що з'єднані зустрічно-паралельно (діоди захищають транзистори від

пробою зворотною напругою). Оскільки IGBT виготовляються з влаштованим зустрічно-паралельним діодом, ключ отримується послідовним (зустрічним) з'єднанням двох приладів. Функції кожної з половин ключа рисунку 6.16, а ідентичні функціям діода VD і транзистора VT на рис. 6.16, б. Відповідно до функцій відрізняється і алгоритм керування транзисторами ключа. Окрім того ці функції залежать від полярності прикладеної до ключа напруги. Сигнали керування одночасно подаються на обидва транзистори ключа. Відзначимо, що використання принципу керування ключами МП аналогічного схемі АІН дозволяє виключити контроль струму у фазах для роздільного керування ключами, що формують позитивну і негативну напівхвилі струму навантаження.

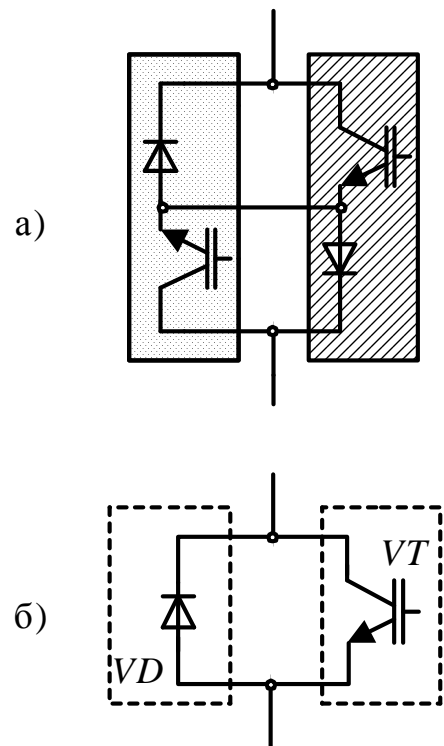


Рисунок 6.16 – Ключ двобічної провідності

Принцип керування ключами ілюструє рисунок 6.17. Для простоти уявлення розглянемо роботу одного плеча однофазного мостового АІН за біполярної модуляції і використанні КДП (друге плече моста на рисунку 6.17, а не зображено). Вихідна напруга на інтервалі модуляції  $T_M$  приймає два значення  $+U$  і  $-U$ .

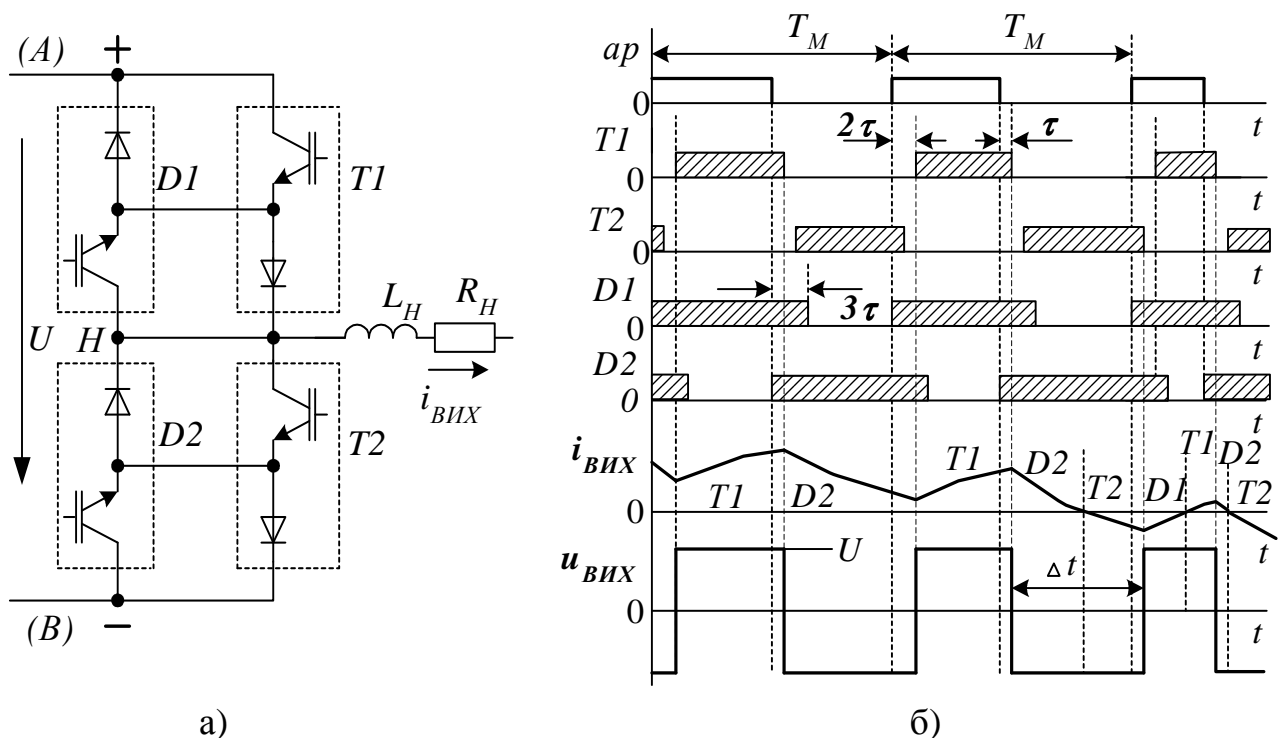


Рисунок 6.17 – Принцип керування транзисторами МП

За поданої полярності напруги джерела ключі  $T1$ ,  $D2$  (відокремлені на рисунку 6.17,а пунктиром и містять в собі послідовно з'єднані транзистор и діод)

забезпечують у навантаженні струм позитивної полярності, ключі  $T2$ ,  $D1$  – струм негативної полярності. При цьому ключ  $T$  виконує функції транзистора, а  $D$  – діода. Імпульси керування одночасно подаються на обидві половини ключа. Затримка  $2\tau$  ( $\tau \approx 1\text{мкс}$ ) на вмикання  $T1$  і  $T2$  виключає їх одночасне відпирання і, відповідно, можливість короткого перемикання (КП) джерела живлення. Затримка  $\tau$  на вимкнення  $T1$  і  $T2$  необхідна для гарантованого переводу без розриву струму навантаження  $i_{ВНХ}$  на відповідний  $D2$  і  $D1$ , який підготовлений до вмикання ще до запирання  $T$ . Аналогічно для виключення розриву під час переводу струму з  $D2$ ,  $D1$  на транзистор  $T1$ ,  $T2$ , що вмикається, вводиться затримка  $3\tau$  на вимкнення діода ( $D$  не вимкнеться доки не відкриється  $T$ ).

У відповідності до сигналу завдання  $ap$ , що визначає закон модуляції вихідної напруги (фаза а) робота схеми здійснюється наступним чином (рис. 6.17). Вважаємо, що струм навантаження є позитивний (відкритий  $D2$  – потенціал точки  $H$  негативний,  $D1$  і  $T2$  зачинені зворотною напругою). Під час подавання імпульсу  $ap$  у верхньому плечі відчиняється  $T1$ . Вихідна напруга (потенціал точки  $H$ ) позитивна – струм наростає. Під час запирання  $T1$  струм навантаження переводиться на  $D2$  ( $D1$  відносно джерела підключений в зворотному напрямку) і зменшується (потенціал точки  $H$  негативний). У подальшому струм знову переводиться на  $T1$  тощо. На інтервалі  $\Delta t$  струм зменшується до нуля –  $D2$  запирається і до роботи вступає  $T2$ . Струм змінює напрямок і зростає. При запиранні  $T2$  відпирається  $D1$  – струм зменшується до нуля –  $D1$  запирається, знову вмикається  $T1$  – струм позитивний і зростає. Далі вмикається  $T2$  – струм зменшується до нуля. Знову вмикається  $T2$  струм негативний і зростає. Таким чином, у разі зменшення струму до нуля здійснюється автоматичне обирання ключа схеми для забезпечення струму відповідного напрямку. При цьому так само як і в АІН, відсутня необхідність контролю наявності або полярності струму або стану ключів схеми.

У реальній схемі МП кожна фаза містить 3 КДП і режим роботи кожної з половинок ключа (діод або транзистор) змінюється згідно з полярністю напруги відповідної фази мережі. Для цього система керування передбачає синхронізацію з мережею і реалізацію відповідних затримок часу.

Можливі два принципи формування вихідної напруги МП:

- із найбільш позитивної и найбільш негативної на даний час напруги мережі, тобто з найбільшої за амплітудою лінійної напруги (двократна модуляція – ДМ [23]);
- почерговим підключенням до різних фаз мережі – із різної лінійної напруги (однократна модуляція – ОМ).

Найбільш просто реалізується алгоритм ДМ (рис. 6.18), коли ключі МП вмикаються згідно з обвідною кривих лінійної напруги (рис. 6.18). Так, коли найбільшою є напруга  $u_{AB}$  вмикаються ключі у фазах А і В, на наступному інтервалі, коли найбільшою є напруга  $u_{AC}$  вмикаються ключі у фазах А і С і т.д. При цьому схема працює аналогічно до схеми АІН.

Відзначимо, що двократна модуляція, хоча і забезпечує дещо більший коефіцієнт передавання за напругою, не дозволяє отримати синусоїдальний вхідний струм. Вхідний струм формується цілком аналогічно струму мостового

трифазного випрямляча (тривалість часу існування струму становить  $2\pi/3$ ), проте має імпульсний характер з частотою модуляції. Внаслідок цього цей метод звичайно не використовується.

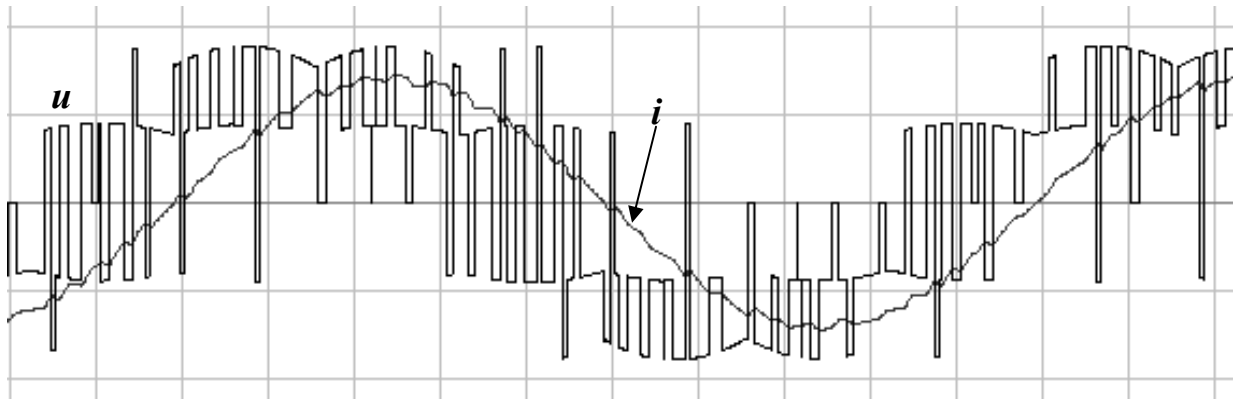


Рисунок 6.18 – Вихідна напруга і струм МП з двократною модуляцією

У подальшому обмежимося розглядом реалізації однократної модуляції.

Розглянемо основні принципи реалізації векторної ШІМ для формування вхідного струму і вихідної напруги МП за однократної модуляції. Можливі стани схеми перетворювача подані у таблиці 6.1. Відзначимо, що останні 6 відповідають трифазному режиму – їх названо «синхронними». Вектор, що утворюється ними, обертається синхронно з вектором напруги мережі, його положення не є фіксованим і тому у процесі формування напруги і струму МП ці стани не використовуються. Отже, залишається 18 комбінацій (що позначені  $\pm 1, \dots, \pm 9$ ), що утворюють ненульові вектора і три, які утворюють нульовий вектор (фази МП з'єднано з одною з фаз мережі).

Відповідно до цього на рисунку 6.19 і рисунку 6.20 подано просторові вектори вихідної напруги і вхідного струму МП, що обертаються з різними кутовими швидкостями  $\omega_2$  (відповідає вихідній частоті МП) і  $\omega_1$  (частота мережі).

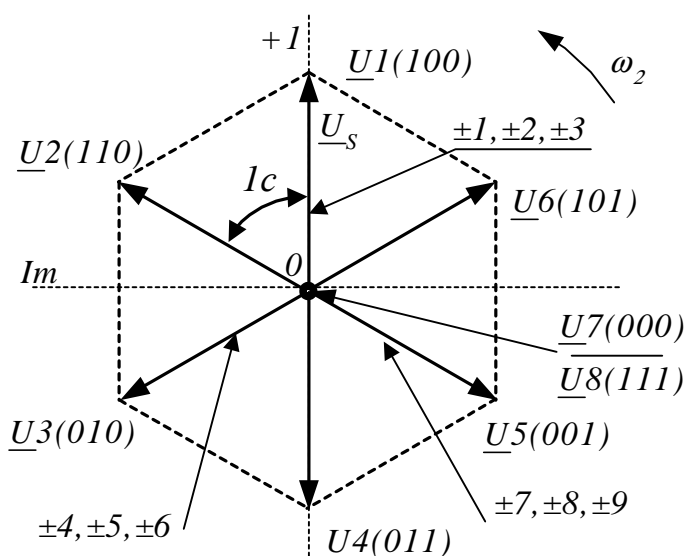


Рисунок 6.19 – Просторовий вектор напруги на виході МП

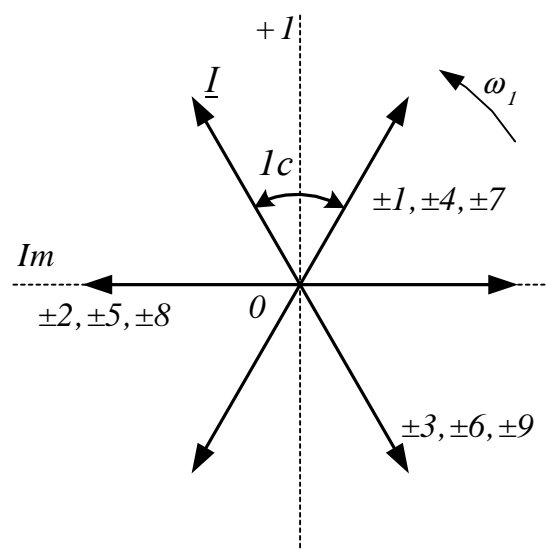


Рисунок 6.20 – Просторовий вектор струму на вході МП

Розглянемо варіант керування, коли коефіцієнт потужності МП відносно мережі живлення наближається до 1, тобто струм, що споживається співпадає за фазою з фазною напругою мережі. Природно, що це передбачає синхронізацію керування з напругою мережі. На рисунку 6.21 подані криві напруги симетричної трифазної мережі живлення. Період напруги поділений на 6 інтервалів, межами яких є моменти змінювання полярності фазної напруги.

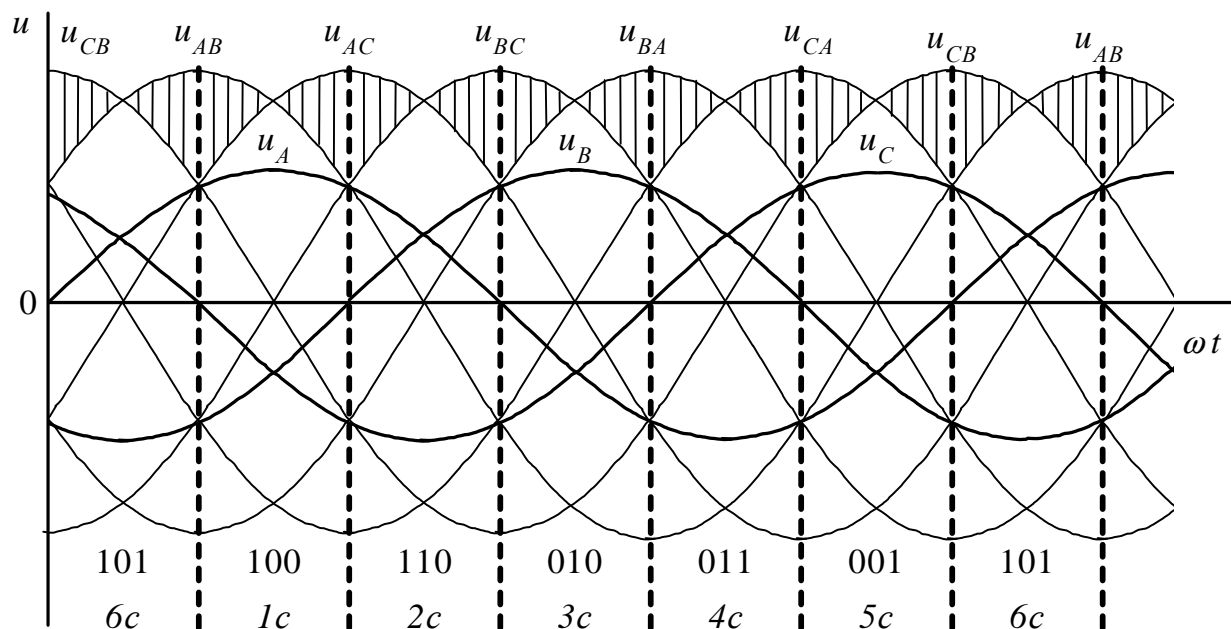


Рисунок 6.21 – Часові діаграми напруги

Зрозуміло, що формування вектору вхідного струму жорстко прив'язано к цим інтервалам – перший сектор вектора струму, що відокремлено на рисунку 6.20, відповідає першому інтервалу  $1c$  на рисунку 6.21 тощо. Бажано також, щоб кількість періодів модуляції (положень просторового вектора) була кратною визначеним інтервалам, наприклад, 5 положень вектора з дискретністю пересування вектора  $12^\circ$ , що відповідає частоті модуляції  $f_M = 5 \cdot 6 \cdot 50 = 1500$  Гц.

Розглянемо детальніше сектори, що відокремлені на рисунку 6.19 і рисунку 6.20. Вважаємо, що за часом вони співпадають з інтервалом  $1c$  на рисунку 6.21. При цьому формування векторів здійснюється з напруги  $u_{AB}$  і  $u_{AC}$ , якій відповідають комбінації  $\pm 1, \pm 3, \pm 7, \pm 9$  (табл. 6.1). Формування вектора, траєкторія якого близька до кола, здійснюється за умовами (п. 4.2.5.2), відносні тривалості станів схеми пов'язані співвідношеннями (4.48 – 4.50). Оскільки одночасно (на періоді модуляції) формуються два вектори з двох лінійних напруг мережі живлення, то кількість ненульових векторів, що необхідно використати для цього становить 4. Вектори напруги і струму для визначених секторів подані на рисунку 6.22. Відповідно для векторів вихідної напруги і вхідного струму на інтервалі модуляції отримуємо:

$$\underline{U}_{ВНХ} = (\underline{U}_1 + \underline{U}_3)d_1 + (\underline{U}_9 + \underline{U}_7)d_2, \quad (6.8)$$

$$\underline{I}_{ВХ} = (\underline{I}_1 + \underline{I}_7)\delta_1 + (\underline{I}_9 + \underline{I}_3)\delta_2. \quad (6.9)$$



Якщо струм, що формується, синусоїдальний і співпадає з напругою мережі, то МП є для мережі активним навантаженням. У такому разі струм є пропорційним відповідній напрузі  $I=G(U)$ , де  $G$  – провідність, що оцінює потужність, яка споживається. Відтоді рівняння (6.9) можна звести до вигляду

$$\underline{I}_{BX}=G[(\underline{U}_1+\underline{U}_7)\delta_1+(\underline{U}_9+\underline{U}_3)\delta_2]. \quad (6.10)$$

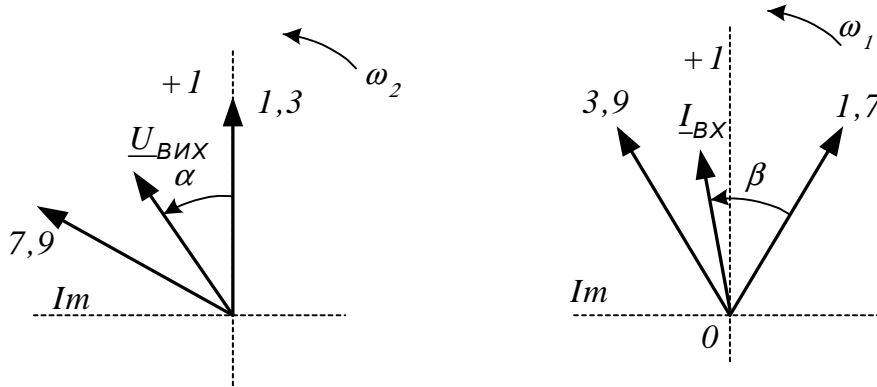


Рисунок 6.22 – Формування просторових векторів напруги і струму МП

Відносні тривалості відповідних станів схеми при максимальному значенні вихідної напруги (коефіцієнт модуляції  $\mu=1$ ):

$$d_1 = \sin(60^\circ - \alpha), \quad d_2 = \sin \alpha, \quad (6.11)$$

$$\delta_1 = \sin(60^\circ - \beta), \quad \delta_2 = \sin \beta. \quad (6.12)$$

де  $\alpha$  і  $\beta$  – поточне значення кутів зсуву векторів напруги та струму у межах сектора, де знаходиться відповідний вектор.

Вектора вихідної напруги і вхідного струму формуються одночасно. При цьому безпосередньо формується вектор вихідної напруги, відносні тривалості відповідних станів схеми визначаються (6.10) з умови, що амплітуди ненульових векторів постійні. Якщо використовувати аналогію з АІН або дволанковим ПЧ (п. 6.2.3), доцільно використовувати середнє на інтервалі модуляції значення випрямленої напруги мережі  $U_{CP}$ . Звичайно, що це умовне припущення з метою спрощення аналізу. Як показано в п. 6.2.3, для дволанкового МП значення  $U_{CP}$  формується з урахуванням миттєвого значення напруги мережі і є постійним за умовою (6.10), що одночасно є умовою того, що середнє значення вхідного струму МП змінюється за синусоїдним законом за  $\cos \varphi = 1$ .

Визначені вище умови можна поєднати, якщо

$$\underline{U}_{BIX} = (\underline{U}_1 d_1 + \underline{U}_7 d_2) \delta_1 + (\underline{U}_3 d_1 + \underline{U}_9 d_2) \delta_2 = \underline{U}_1 \gamma_1 + \underline{U}_7 \gamma_2 + \underline{U}_3 \gamma_3 + \underline{U}_9 \gamma_4, \quad (6.13)$$

де  $\gamma_1, \dots, \gamma_4$  – відносні тривалості станів схеми.

Останні визначаються як

$$\gamma_1 = d_1 \delta_1 = \sin(60^\circ - \alpha) \cdot \sin(60^\circ - \beta); \quad \gamma_2 = d_2 \delta_1 = \sin \alpha \cdot \sin(60^\circ - \beta);$$

$$\gamma_3 = d_1 \delta_2 = \sin(60^\circ - \alpha) \cdot \sin \beta; \quad \gamma_4 = d_2 \delta_2 = \sin \alpha \cdot \sin \beta.$$

**Особливості реалізації векторної ШІМ.** Модуляція здійснюється синхронно і  $T_M$  задається кратним періоду напруги мережі. При цьому бажано задати чергування станів з умови перемикання ключів лише в одній фазі. Таким чином, для одного періоду модуляції в межах сектору (просторового вектора струму мережі), що розглядається, отримуємо наступне чергування станів – комбінації вмикання ключів і тривалість показані у таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – Стани схеми

$u_1$ (100)	$u_7$ (110)	0 (111)	$u_9$ (110)	$u_3$ (100)
$(u_{AB}) \quad t_1$	$(u_{AB}) \quad t_2$	$t_0$	$(u_{AC}) \quad t_3$	$(u_{AC}) \quad t_4$

Для наступного періоду модуляції чергування станів зворотне (рис.6.23). Для спрощення сприймання формування часових інтервалів на рисунку 6.23 здійснюється порівнянням за рівнем трикутної модулюючої напруги (одиночної амплітуди) з сигналами, що відповідають відносній тривалості станів схеми.

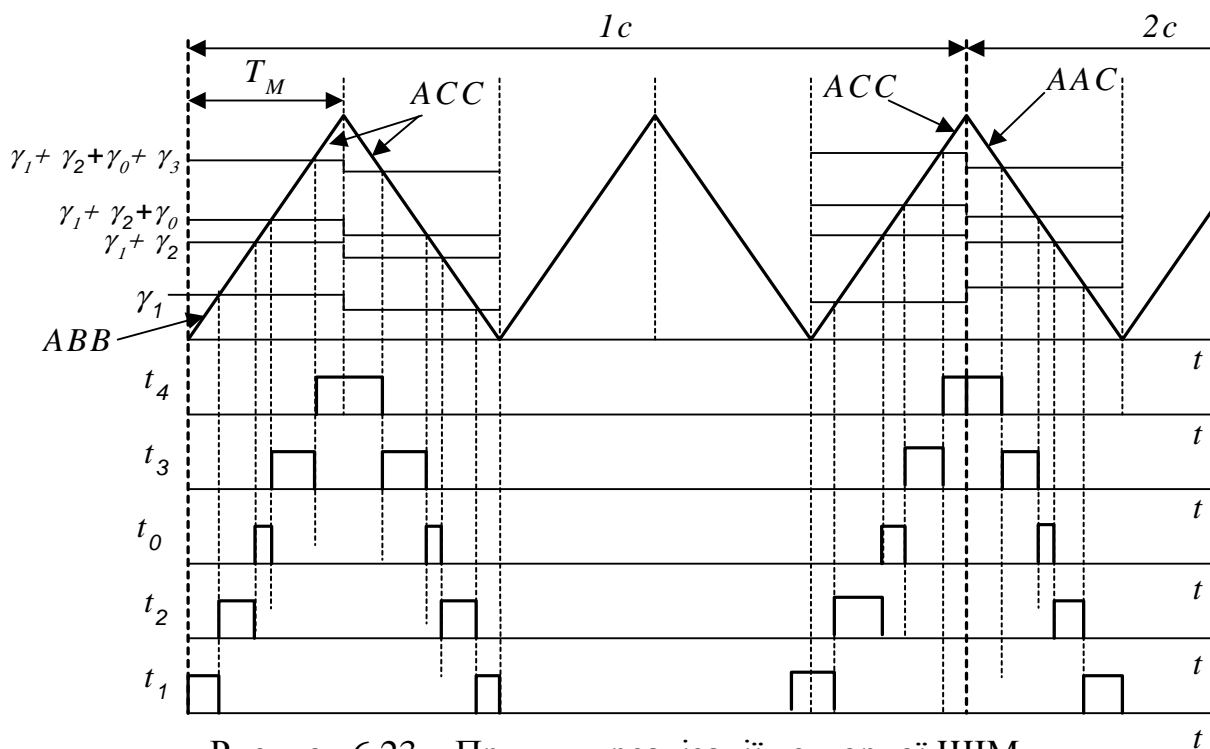


Рисунок 6.23 – Принцип реалізації векторної ШІМ

З рисунку 6.21 слідує, що під час переходу з одного сектору напруги мережі до наступного сектору напруга, яка задає базовий вектор однакова (у цьому випадку це  $u_{AC}$ ). Отже кратність періоду модуляції обирається непарною, щоб при переході до наступного сектору отримати останню комбінацію у попередньому секторі і першу у наступному секторі з однієї й той же напруги (на рисунку 6.22 це 100 - ACC і 110 - AAC). Аналогічну картину маємо і для інших секторів. Звичайно частота вихідної напруги відрізняється – менша ніж частота мережі. Відповідно відрізняються і тривалості, що відповідають секторам векторів напруги і струму (мережі). Із зниженням частоти сектор вектора напруги може охоплювати декілька секторів вектора струму, при цьому перехід з одного

сектора вектора напруги в наступний може здійснюватись у довільному секторі вектора струму у довільний момент часу.

Варто зазначити, що комбінації вмикання ключів однозначно визначаються комбінаціями базових векторів, що формують вектор вихідної напруги. За фіксованих базових напругах у поточному секторі вектора напруги мережі порядок їх чергування може бути прямим чи зворотним залежно від номерів секторів вихідної напруги і вектора напруги мережі, що співпали у часі. Якщо обидва сектори парні або непарні, то порядок чергування є прямим, у іншому разі – зворотний. Так, прямий порядок чергування для першого сектора 100, 110, 111, 110, 100, зворотний 110, 100, 000, 100, 110 (нагадаємо, що символ 1 визначає, що певна вихідна фаза з'єднується з фазою мережі, напруга якої позитивна, 0 – з'єднання з фазою мережі, напруга якої негативна).

Визначимо сигнали, що відповідають інтервалам, на які розподілено період напруги мережі (рис. 6.21) логічними змінними:  $1c, 2c, 3c, \dots, 6c$ . Сигнали, що відповідають тривалості станів схеми визначимо як:  $t_1, \dots, t_4$ . Ключі у фазах перетворювача визначимо трьома літерами: перша і друга – вказує фазу мережі і вихідну (що з'єднує даний ключ), третя – полярність струму через ключ ( $p$  – позитивна,  $n$  – негативна). Відтоді для інтервалу  $1c$ , що співпадає з першим сектором вихідної напруги сигнали, керування ключами МП визначаються як:

- вихідна фаза  $a$  постійно підключена до фази мережі  $A$ , тобто  $Aap=1$ ;
- вихідна фаза  $b$  по чергово перемикається до фаз мережі  $B, A, C$ , тобто  

$$Bbn=1c \cdot t_1, \quad Aap=1c(t_2 + t_0 + t_3), \quad Ccn=1c \cdot t_4;$$
- вихідна фаза  $c$  по чергово перемикається до фаз мережі  $B, A, C$ , тобто  

$$Bcn=1c \cdot (t_1 + t_2), \quad Acp=1c \cdot t_0, \quad Ccn=1c \cdot (t_3 + t_4).$$

Неважко побачити, що сигнали керування ключами взагалі визначаються сигналами  $t_1 - t_4$ . При цьому незалежно від сектора вектора використовуються такі сигнали:  $t_1, t_4, t_0, (t_1 + t_2), (t_2 + t_0 + t_3)$ .

Таким чином, алгоритм керування ключами МП можна визначити у вигляді логічних рівнянь, проте реалізація їх складна. Визначення часових тривалостей станів заданого вектора вихідної напруги звичайно здійснюється за допомогою мікроконтролеру. На ньому також доцільно формувати відповідні затримки за фронтами сигналів керування (рис. 6.17). Як показано вище, таких сигналів 6. Логічну частину системи керування доцільно здійснювати з використанням програмованих логічних матриць.

Діаграми вихідної напруги та струму МП за однократної модуляції і використання векторної ШІМ подані на рисунку 6.24.

### 6.2.3 Дволанковий перетворювач частоти

Схема дволанкового перетворювача [25, 47] подана на рисунку 6.25. Він містить у собі випрямляч із двобічною провідністю та трифазний мостовий інвертор на виході. Ключі випрямляча утворені двома послідовно з'єднаними транзисторами з зворотними діодами, при цьому струм, залежно від напрямку, тече через один з транзисторів і зворотний діод другого транзистора.

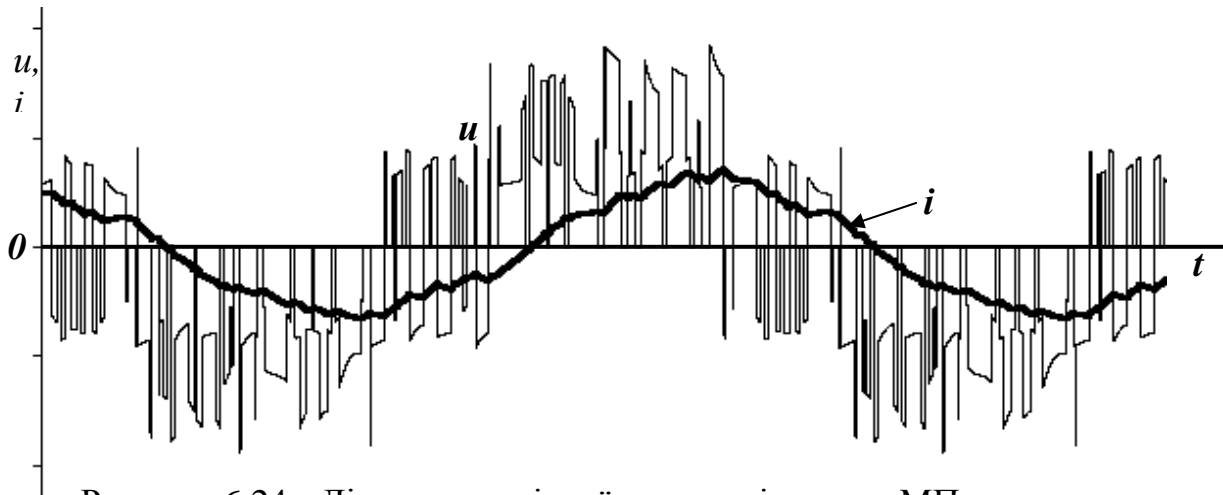


Рисунок 6.24 – Діаграми вихідної напруги і струму МП з однократною модуляцією при використанні векторної ШІМ

Таким чином, присутня ланка постійного струму, проте за відсутністю накопичувального елементу – конденсатора (що надає колу постійного струму властивості джерела напруги) вихідна напруга формується безпосередньо з напруги джерела мережі. Підключається перетворювач до мережі через  $LC$ -фільтр.

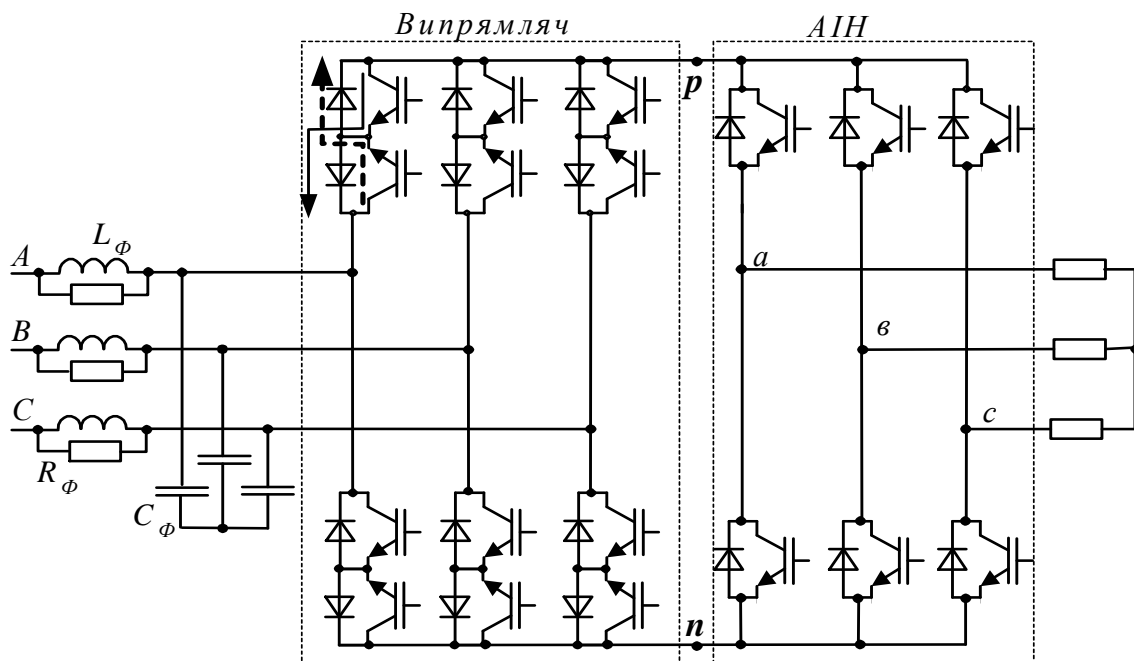


Рисунок 6.25 – Схема дволанкового перетворювача

**Формування вхідного струму.** У трифазній мостовій схемі випрямлення струм, що споживається з мережі, є несинусоїдальним за тривалості провідного стану  $2/3$  періоду (п.2.2). Для отримання синусоїдного вхідного струму необхідно, як мінімум, забезпечити рівномірне у часі споживання струму за фазами мережі. У будь-який момент часу виводи випрямляча  $p$  і  $n$  (рис. 6.25) підключаються до двох фаз мережі на лінійну напругу  $u_L$ . При цьому струм тече у двох

фазах мережі. Рівномірний розподіл струму за фазами мережі можна забезпечити почерговим підключенням до різних фаз за  $u_L > 0$ .

Вхідний струм інвертора, відповідно струм на виході випрямляча, має імпульсний характер за постійного середнього значення. Для спрощення будемо вважати, що струм на виході випрямляча постійний. Тоді струми в фазах мережі за рахунок періодичного перемикавання ключів випрямляча будуть мати форму імпульсів постійної амплітуди. Відповідно до використання ШІМ можна забезпечити змінювання їх середнього значення за синусоїдальним законом.

Формування синусоїдального вхідного струму випрямляча достатньо просто здійснити з використанням методу просторового вектора. До того ж цей метод забезпечує мінімальну кількість перемикань ключів схеми. Можливі стани схеми випрямляча подані у таблиці 6.3, де відображені фази мережі, що з'єднані з виводами  $p$  і  $n$ , випрямлена напруга  $u_B$ , струми у фазах мережі і кут зсуву просторового вектора струму. При цьому отримуємо 6 ненульових векторів та один нульовий, коли випрямляч від мережі відключений.

Таблиця 6.3 – Можливі стани схеми випрямляча

№	$p$	$n$	$u_B$	$i_A$	$i_B$	$i_C$	$\beta$ , град
1	A	B	$u_{AB}$	$i$	$-i$	0	-30
2	B	A	$u_{BA}$	$-i$	$i$	0	150
3	B	C	$u_{BC}$	0	$i$	$-i$	90
4	C	B	$u_{CB}$	0	$-i$	$i$	-90
5	A	C	$u_{AC}$	$i$	0	$-i$	30
6	C	A	$u_{CA}$	$-i$	0	$i$	-150
0	–	–	0	0	0	0	0

Часові діаграми напруги мережі подані на рисунку 6.26. Відповідний просторовий вектор струму подано на рисунку 6.27,а. При цьому нумерація положень вектора відповідає табл.6.3.

Розглянемо випадок, коли  $\cos\varphi=1$  і просторові вектора напруги і струму мережі співпадають за фазою. Розподіляємо період на шість інтервалів у моменти змінювання полярності фазної напруги мережі. При цьому інтервали відповідають максимумам фазної напруги мережі і визначають положення просторового вектора напруги і струму в секторі, що становить  $60^\circ$ .

Для визначення відносних (до періоду модуляції  $T_M$ ) тривалостей знаходження схеми в станах, що забезпечують формування обертового просторового вектора (з траєкторією, що наближується до кола) для сектора в  $60^\circ$  (рис. 6.27,б) можна використати співвідношення (п. 4.2.5.2):

$$\delta_1 = \sin(60 - \theta); \quad \delta_2 = \sin\theta; \quad \delta_0 = 1 - \delta_1 - \delta_2. \quad (6.14)$$

Інтервали часу, що відзначені на рисунку 6.26 відповідають секторам пересування просторового вектора (рис. 6.27, а). Сектору між векторами 1 і 5 відповідає інтервал  $(t_1 - t_2)$  в  $60^\circ$ , який відзначений на рисунку 6.26. При цьому перший базовий (ненульовий) вектор задається лінійною напругою  $u_{AB}$ , другий  $u_{AC}$ .

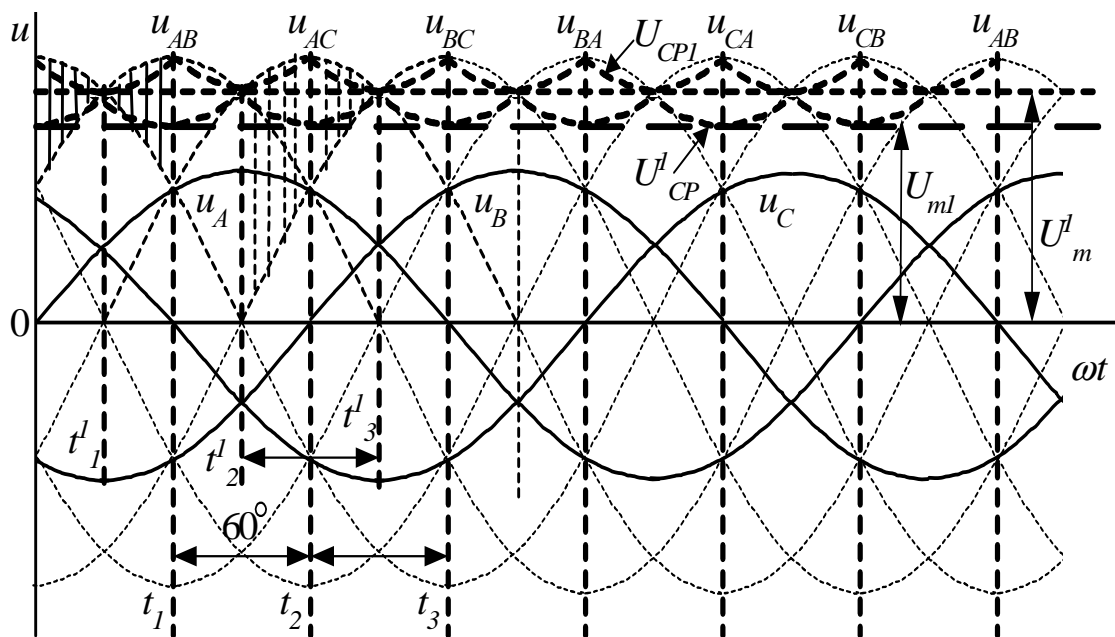


Рисунок 6.26 – Часові діаграми напруги

Приймаємо як початок відліку часу момент  $t_1$ , тоді  $u_{AB}=U_m \cos \theta$ ,  $u_{AC}=U_m \cos(\theta - 60^\circ)$  ( $U_m$  - амплітуда лінійної напруги  $u_L$  мережі). Середнє на інтервалі модуляції значення випрямленої напруги

$$U_{CP}=U_m^I=u_{AB} \cdot \delta_1 + u_{AC} \cdot \delta_2 = U_m [\cos \theta \cdot \sin(60^\circ - \theta) + \cos(\theta - 60^\circ) \cdot \sin \theta] = U_m \cdot \sqrt{3}/2. \quad (6.15)$$

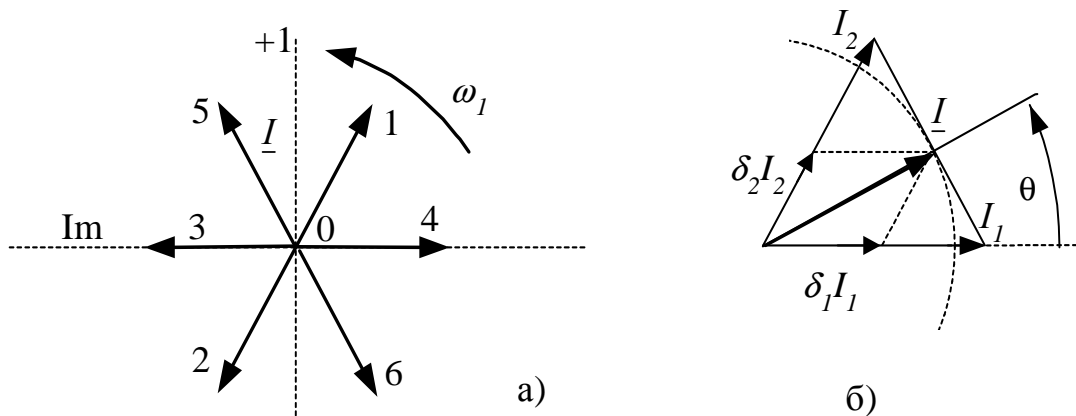


Рисунок 6.27 – Формування просторового вектору вхідного струму:  
а) просторовий вектор струму; б) формування вектору струму

Використання нульового вектора для регулювання вихідної напруги інвертора і вхідного струму випрямляча обумовлює наявність безструмових пауз на періоді модуляції, які до того ж не співпадають за часом. Також мають місце додаткові перемикання ключів схеми випрямляча. Розглянемо, як можна виключити паузи для випрямляча. За відсутності (виключенні) нульового вектора, кінець вектора струму, що формується, буде пересуватися за прямою, що з'єднує кінці базових векторів  $I_1$  і  $I_2$ .

Співвідношення (6.14) для визначення тривалостей  $\delta_1$  і  $\delta_2$  необхідно скорегувати у бік більших значень з умови  $\delta_1 + \delta_2 = 1$ . За  $\theta = 30^\circ$  це співвідношення виконується. Воно буде виконуватися і за інших кутів, якщо:

$$\delta'_1 = \delta_1 / \cos(\theta - 30^\circ) \text{ і } \delta'_2 = \delta_2 / \cos(\theta - 30^\circ). \quad (6.16)$$

При цьому середнє значення випрямленої напруги також дещо збільшується і становить  $U_{CP1} = U_m^l / \cos(\theta - 30^\circ)$ . Закон змінювання напруги  $U_{CP1}$  подано на рисунку 6.26. Для інвертора за постійної напруги на вході відносні тривалості станів схеми визначаються згідно (6.14):  $d_1 = \sin(60^\circ - \theta)$ ;  $d_2 = \sin \theta$ ;  $d_0 = 1 - d_1 - d_2$ .

Періодичне змінювання середнього значення випрямленої напруги  $U_{CP} = U_{CP1}$  слід урахувати корегуванням (зменшенням) тривалостей знаходження схеми інвертора у ненульових станах ( $d_1^l$ ,  $d_2^l$ ) згідно з поточним значенням  $\theta$ :

$$d_1^l = d_1 \cos(\theta - 30^\circ), \quad d_2^l = d_2 \cos(\theta - 30^\circ).$$

Неважко показати, що при цьому для нульового вектора дійсне співвідношення

$$d_0^l = d_0 + \delta_0.$$

Таким чином, паузи між перемиканнями ключів випрямляча  $\delta_0$  можна виключити, компенсавши їх відповідним збільшенням нульових станів схеми інвертора, коли струм від випрямляча (і, відповідно, мережі) не споживається. Крім того (як показано нижче) це здійснюється у моменти часу, що відповідають нульовому вектору просторового вектора вхідного струму. Це дозволяє здійснити перемикання ключів випрямляча у безструмові паузи, що значно полегшує процеси комутації струму мережі. Для забезпечення безпечної комутації ключів при цьому достатньо ввести, як і у схемі інвертора, паузу («dead time») на вмикання наступного ключа.

**Принцип реалізації векторної ШІМ.** Розглянемо реалізацію векторної ШІМ із дискретністю формування векторів  $6^\circ$  (рис. 6.28). При цьому на один період частоти мережі  $f = 50$  Гц отримуємо  $360^\circ / 6^\circ = 60$  положень вектора і відповідно 60 інтервалів модуляції. Виходячи з цього, частота модуляції для випрямляча становить 3000 Гц. Для спрощення сприймання розглянемо класичне представлення ШІМ (п. 4.2.5.2). Як модулююча використовується трикутна напруга одиничної амплітуди. При цьому формування часових інтервалів здійснюється порівнянням модулюючої напруги і відносного значення тривалості.

За симетричної системи напруги в мережі робота випрямляча здійснюється за жорстким, однозначно визначеним алгоритмом – часові інтервали для кожного положення вектора заздалегідь відомі і не змінюються (рис. 6.28, а). ШІМ випрямляча і ШІМ інвертора здійснюються синхронно, при цьому ШІМ випрямляча є задавальною щодо формування часових співвідношень для інвертора.

Перемикання ключів випрямляча з одної фази мережі на іншу здійснюється відповідно до тривалості  $\delta'_1$  і  $\delta'_2$  (за досягненням відповідного рівня) за  $\delta'_0 = 0$ . Так, на розглянутому вище інтервалі (рис. 6.26) постійно замкнений

ключ, що з'єднує вивід  $p$  випрямляча з фазою  $A$  мережі (рис. 6.25) і по чергово перемикаються ключі, що з'єднують вивід  $n$  з фазами  $B$  і  $C$ . Потрібні значення тривалостей провідного стану ключів  $\delta_1$  і  $\delta_2$  (з умови отримання синусоїдного вхідного струму и  $U_{CP}=U_m^I$ ) декілька менші. Це дозволяє здійснити перемикання ключів випрямляча без струму, якщо на інтервалі  $\delta_0$  інвертор формує нульовий вектор (замкнені ключі, що з'єднують виходи з одним з виводів випрямляча). Оскільки за  $\theta \approx 30^\circ$  тривалість  $\delta_0 \approx 0$ , тому примусово вводиться мінімальна за умовами безпечного перемикання ключів пауза ( $\delta_1$  і  $\delta_2$  декілька зменшуються).

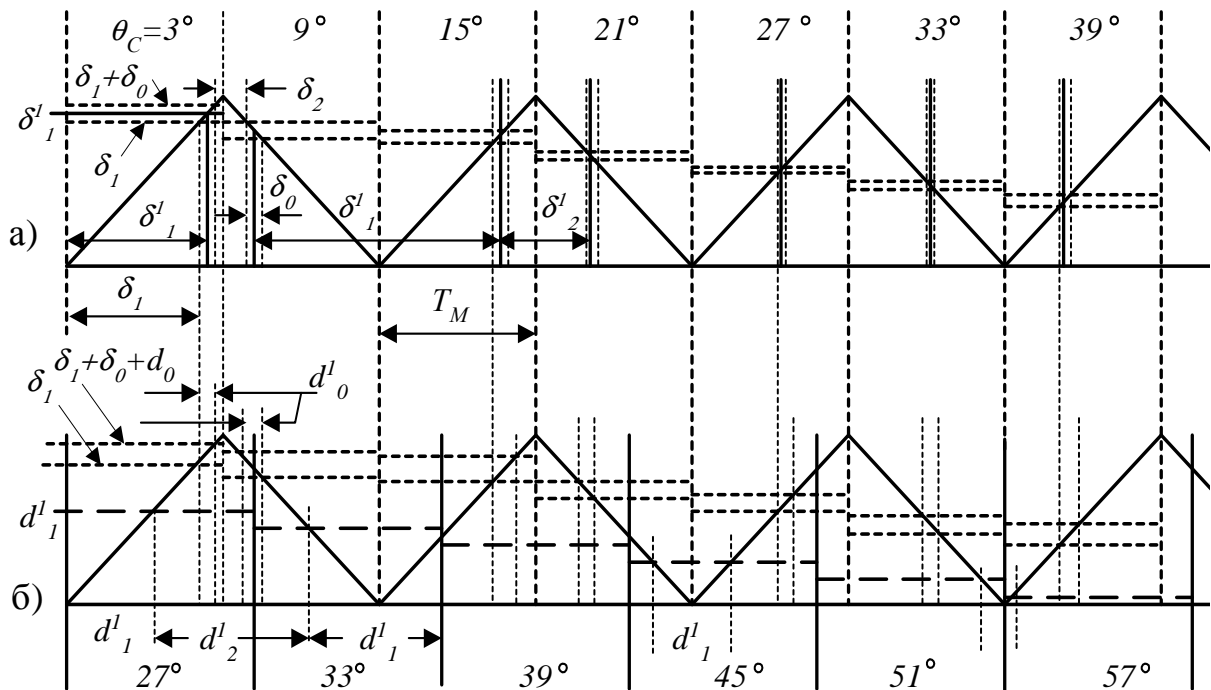


Рисунок 6.28 – Принцип реалізації векторної ШІМ

Період модуляції інвертора  $T_M$  такий же самий, як і для випрямляча. Відповідно до вихідної частоти змінюється лише тривалість знаходження вектора напруги у визначеному положенні (рис. 6.28, б). При цьому передбачається два канали порівняння: перший – за рівнями  $\delta_1$  і  $(\delta_1 + d_0 + \delta_0)$ , другий – за рівнями  $d_1^I$  ( $d_1^I + d_0^I$ ) і  $d_2^I$ . Перехід до нульового вектора (000 або 111 залежно від попереднього стану інвертора із умови, що перемикається ключ лише в одній фазі) здійснюється після досягнення  $\delta_1$  упродовж інтервалу  $d_0^I = d_0 + \delta_0$ . Повернення здійснюється до попереднього переходу стану. Якщо  $\delta_1 \leq d_1^I$ , то перехід до стану, що відповідає другому ненульовому вектору здійснюється після досягнення часу  $(d_1^I + d_0^I)$ .

Відзначимо, що порівняно зі схемою ПЧ з АІН, що живиться безпосередньо від мережі змінного струму, вихідна напруга МП знижується до  $\sqrt{3}/2$ .

Діаграми вхідного струму (до фільтра) і випрямленої напруги подані на рисунку 6.29. На рисунку 6.30 подані діаграми струму і фазної напруги з боку мережі змінного струму (після фільтра). Частота модуляції 3000 Гц, параметри фільтра на вході:  $L_\phi = 0,3$  мГн,  $R_\phi = 5$  Ом,  $C_\phi = 47$  мкФ. Струм дещо випереджає



напругу, що обумовлено наявністю конденсаторів у фільтрі і відповідною ємнісною складовою струму.

**Зсув фази вхідного струму ПЧ.** Здійснюється зсувом точки відліку вектора струму відносно вектора напруги мережі. Так, якщо сектор між векторами 1 і 5 (рис. 6.27, а) зсунути в бік випередження на  $30^\circ$  (момент часу  $t_1^I$  на рисунку 6.26), то отримуємо такий же зсув і для струму. При цьому для формування випрямленої напруги також використовується дві лінійних напруги, так для інтервалу  $(t_2^I - t_3^I)$  це  $u_{AC}$  і  $u_{BC}$  (що відокремлено на рис. 6.26 штриховими лініями). Оскільки напруга  $u_{BC}$  на цьому інтервалі змінюється від 0, то цілком природним буде зменшення середнього значення випрямленої напруги.

Приймаємо як відлік часу момент  $t_2^I$ , тоді  $u_{AC} = U_m \cos(\theta - 30^\circ)$ ,  $u_{BC} = U_m \cos(\theta - 90^\circ)$ .

Середнє на інтервалі модуляції значення випрямленої напруги

$$U_{CP} = U_{m1} = u_{AC} \cdot \delta_1 + u_{BC} \cdot \delta_2 = U_m [\cos(\theta - 30^\circ) \cdot \sin(60^\circ - \theta) + \cos(\theta - 90^\circ) \cdot \sin \theta] = U_m / 2 [\sin 30^\circ - \sin(2\theta - 90^\circ) + \sin(2\theta - 90^\circ) - \sin(-90^\circ)] = 3U_m / 4 = 0,75U_m.$$

Звідки значення  $U_{CP} = U_{m1} = 0,75U_m$ . Після виключення пауз отримуємо  $U_{CP}^I$  (рис. 6.26).

Таким чином, дволанкові ПЧ забезпечують синусоїдальний вхідний струм, що споживається з мережі з можливістю регулювання коефіцієнта потужності. Алгоритм керування випрямлячем та інвертором достатньо складний і передбачає їх взаємну синхронізацію.

Головний недолік цього типу ПЧ – обмеження коефіцієнту передавання за напругою до  $\frac{\sqrt{3}}{2}$ , що обмежує можливості його використання.

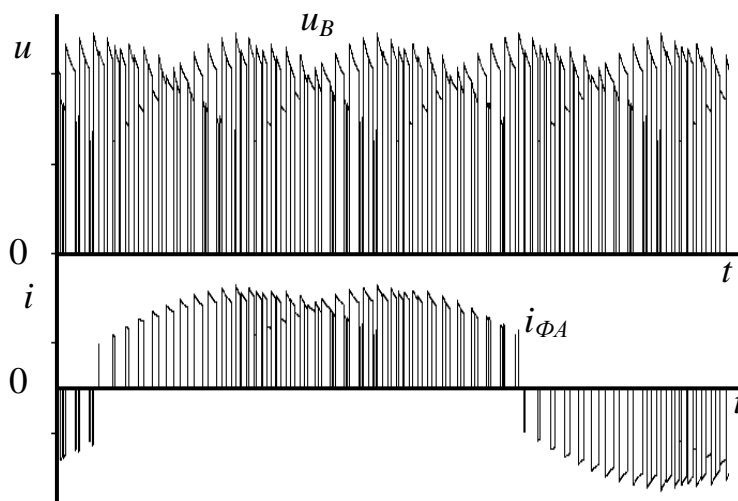


Рисунок 6.29 – Випрямлена напруга і вхідний струм випрямляча (до фільтра)

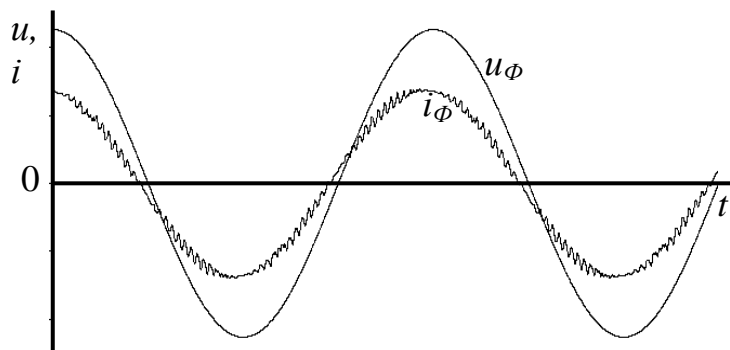


Рисунок 6.30 – Струм і фазна напруга мережі (з боку мережі – після фільтра)

### 6.3 Сучасні низьковольтні перетворювачі частоти для електроприводу широкого призначення. Підключення, характеристики та функції

Існуючі серійні ПЧ забезпечують плавне регулювання швидкості обертання АД із збереженням перевантажувальної здатності в діапазоні 1:20 і більш. Можуть працювати в розімкнених і замкнених системах керування. Дозволяють формувати режими розгону і гальмування. Мають цілу низку вбудованих систем захисту перетворювача і двигуна.

Технічним стандартом є два можливі режими роботи – керування із заданим функціональним зв'язком  $U/f$  і векторне керування [49].

Режим із заданою  $U/f$ -характеристикою використовують для одиночних і багатодвигунних приводів малої і середньої потужності з вентиляторним навантаженням. При цьому жорсткість статичних характеристик АД приблизно відповідає природній. Діапазон регулювання зазвичай складає 10:1 без застосування датчика швидкості. Якщо потрібне підвищення жорсткості і розширення діапазону регулювання, то застосовують різні аналогові або цифрові (імпульсні) датчики швидкості. Для цього в ПЧ є відповідні входи керування і виходи.

Режим векторного керування здебільшого використовують для приводів з важкими умовами роботи (вентилятори великої потужності, екструдери, підйомно-транспортне устаткування). Діапазон регулювання без датчика швидкості також складає близько 10:1, але векторне керування забезпечує кращу динаміку приводу завдяки внутрішньому окремому каналу керування моментом. В режимі векторного керування можливий вибір типу навантаження, тобто робота з постійним моментом, із змінним моментом, у режимі енергозбереження.

Перетворювачі частоти мають карти розширення функцій, що дозволяють управляти приводом за допомогою ПК, через internet, створювати складні взаємозв'язані системи приводів з обміном інформацією між ними.

Типова комплектація ПЧ (див. рис.1.2) включає власне перетворювач; діалоговий термінал (пульт місцевого керування), який може встановлюватися на перетворювачі або окремо на кришці шафи, а також на видаленні в декілька метрів, з'єднуючись з перетворювачем телефонним кабелем; обладнання та програмне забезпечення для ПК; різні карти розширення. Це можуть бути: карти входів-виходів, що дозволяють збільшити їх кількість і адаптувати до наявного устаткування; комунікаційні карти, що дозволяють організувати обмін інформацією процесора ПЧ із зовнішніми пристроями, які мають інші шини і протоколи; а також прикладні карти, призначені для роздільного управління приводами в багатодвигунному приводі.

**Підключення перетворювача.** Основна схема підключення ПЧ [49] показана на рисунку 6.31. Перетворювач може живитися як від трифазної, так і від однофазної мережі. Для потужних ПЧ допускається підключення лише до трифазної мережі. Підключення здійснюється через швидкодіючий автоматичний вимикач QF і контакти  $L_1, L_2, L_3$ . У вхідних колах ПЧ передбачено вбудований фільтр радіозавад (ЕМС) і вхідний дросель ДР (може встановлюватися зовні). Струмо-часова характеристика вимикача QF має бути класу В, тобто з максимальною швидкодією. Деякі виготівники рекомендують також послідовно з

вимикачем встановлювати швидкодіючі запобіжники. У приводах відповідальних механізмів з рідкими вмиканнями після автоматичного вимикача встановлюють контактор з колом управління, що живиться від однієї з фаз мережі.

Двигун підключається до контактів  $U, V, W$  безпосередньо або через контактор. Крім того, якщо довжина кабелю двигуна більше 50 м, то для обмеження  $du/dt$  і зниження рівня завад між перетворювачем і двигуном встановлюють вихідні дроселі або «синусний»  $LC$  фільтр.

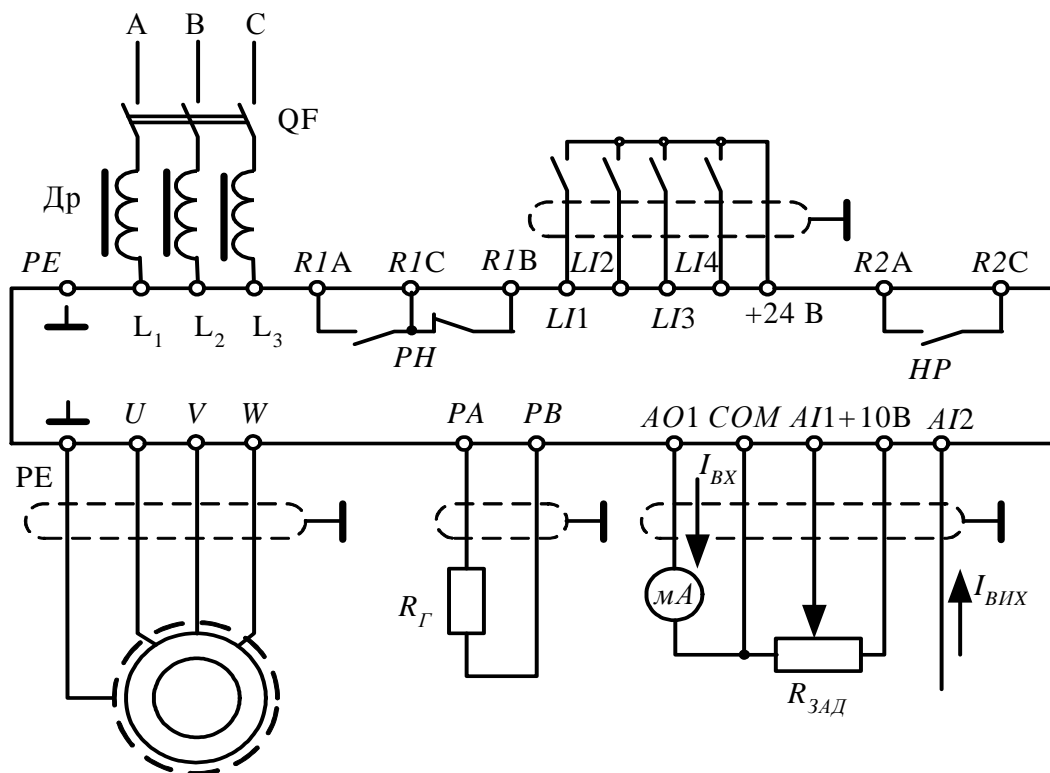


Рисунок 6.31 – Спрощена схема підключення ПЧ

Якщо в ПЧ не передбачений режим інвертування у вхідному випрямлячі, то для розсіяння енергії при гальмуванні використовують зовнішній гальмівний резистор  $R_{\Gamma}$ , потужність якого визначають згідно з тривалістю гальмівного режиму, часу циклу і моменту, що діє на валу.

Інформаційні контакти підключення функціонально поділяються на чотири групи: дискретні входи, дискретні виходи, аналогові входи і аналогові виходи.

Дискретні або логічні входи ( $LI1, \dots, LI4$  – Logic Input) використовують для дискретного управління ПЧ. Функції входів призначаються користувачем під час налаштування. Для підвищення завадостійкості в них використовуються логічні сигнали високого рівня ( $\langle 0 \rangle \leq 5$  В,  $\langle 1 \rangle \geq 11$  В і напруга живлення 24 В).

Дискретними виходами є контакти реле  $R1$ , що спрацьовує при всіх аварійних режимах перетворювача, і реле  $R2$ , функція якого призначається користувачем. Найчастіше ці контакти використовують для управління вхідним або вихідним контактором перетворювача.

Два аналогові входи використовуються для управління вихідною частотою перетворювача сигналами завдання або зворотного зв'язку. Вхід AI1 (Analog Input) потенційний із вхідним опором 30 кОм і рівнем сигналу 0-10 В. Вхід AI2 струмовий з вхідним опором 100 Ом і рівнем сигналу 1-20 мА. Під час управління за цими входами похибка складає величину порядку  $\pm 1\%$ , а нелінійність  $\pm 0,5\%$  від максимальної вихідної частоти. Струмовий аналоговий вихід AO1 (Analog Output) використовують для обміну інформацією між ПЧ і зовнішньою системою управління. Функція його призначається користувачем. У простому випадку до цього виходу можна підключити міліамперметр і вимірювати вихідну частоту перетворювача. Вихідний струм від 0 до 20 мА, максимальний опір навантаження 500 Ом. Лінійність вихідної характеристики складає величину порядку  $\pm 0,1$  мА, а точність  $\pm 0,2$  мА.

Для обміну цифровою інформацією із зовнішніми пристроями (мікропроцесорами, ПК і тому подібне) у ПЧ використовують послідовний інтерфейс RS 485 з протоколом Modbus або іншим.

**Основні характеристики і функції.** Перетворювачі частоти підключаються до промислової мережі частотою 50 Гц і напругою 220/380 В (690 В).

Навантаженням ПЧ може бути будь-який АД потужністю менше або рівною потужності перетворювача. У довідкових даних вказується не потужність, а вихідний струм перетворювача. Відповідно і фазний струм двигуна в статичному режимі не повинен перевищувати цього значення.

У ПЧ передбачена можливість вибору частоти модуляції (ШІМ) з ряду дискретних значень від 0,5 до 20 кГц, що дозволяє покращити форму вихідного струму. За низьких частот комутації перетворювач може розвивати повну вихідну потужність. За високих частот зростають комутаційні втрати в транзисторах і в цьому випадку потрібне збільшення потужності ПЧ на один типорозмір, окрім експлуатації в повторно-короткочасному режимі, коли можна здійснювати вибір перетворювача за звичайними критеріями.

Під час розробки приводів із ПЧ необхідно враховувати зміну теплового режиму двигуна. Розробники перетворювачів наводять граничні механічні ха-

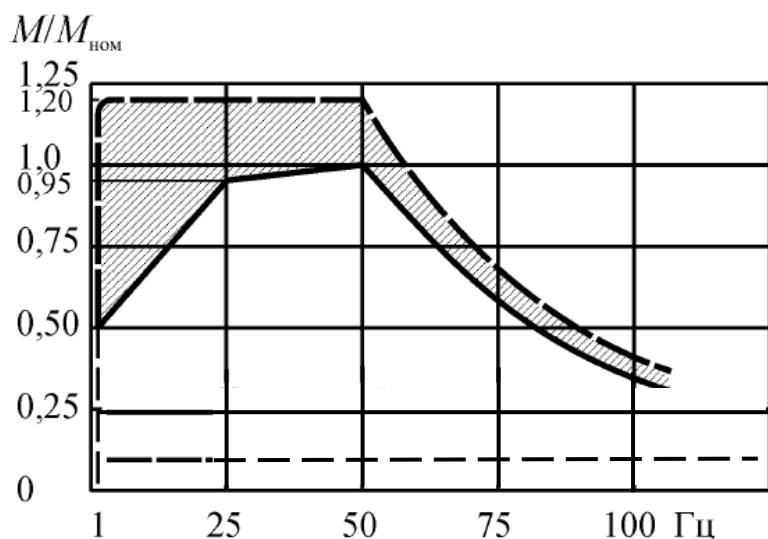


Рисунок 6.32 – Допустиме навантаження АД

рактеристики, що рекомендуються (рис. 6.32). Двигуни з природною вентиляцією в тривалому режимі повинні працювати із зменшенням моменту навантаження у міру зниження частоти. Приблизно до половини номінальної частоти це зниження складає близько 5 %, а далі збільшується до 50 %. Двигуни з примусовою вентиляцією можуть працювати в

тривалому режимі в заштрихованій області, якщо при цьому струм статора не перевищує допустимого вихідного струму перетворювача. При цьому можливі короточасні перевантаження за моментом на  $20 \div 70$  % протягом 60 с і на  $40 \div 100$  % протягом 2 с. Якщо двигун за умовами механічної міцності допускає роботу при підвищених швидкостях обертання, то в ПЧ це реалізується за постійної потужності, тобто із зниженням моменту зворотно пропорційно до частоти обертання (рис. 6.32).

У будь-якому приводі існує питання формування перехідних режимів, коли потрібно забезпечити певне прискорення за умовами роботи механізму або двигуна. У приводах із ПЧ додатково потрібно враховувати існуючі обмеження за вихідним струмом і потужності розсіювання під час гальмування. Зазвичай вони складають 150 % від номінального струму. Перетворювач має вбудований захист, що обмежує цей струм або вимикає навантаження. Рациональним вибором кривих розгону і гальмування можна повністю виключити режими виходу на граничні значення струму. Для цього користувачеві надається можливість незалежного вибору цих кривих як за характером, так і за часом ( $t_1$ ,  $t_2$ ) у межах від 0,05 до 1000 с з дискретністю 0,1 с (рис. 6.33).

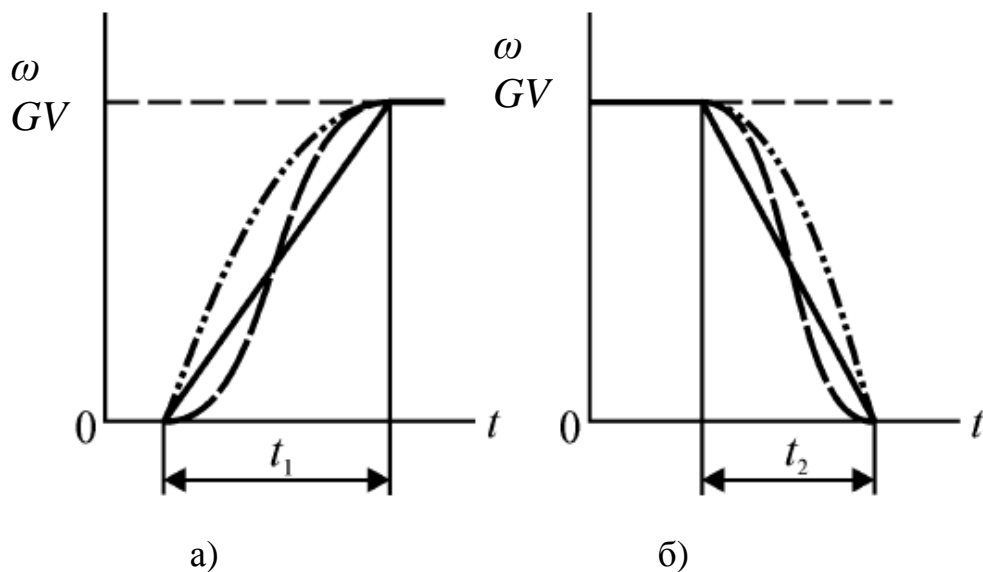


Рисунок 6.33 – Можливі варіанти закону розгону (а) та гальмування (б)

Аналогові входи ПЧ дозволяють організувати безперервне керування АД із заданим обмеженням діапазону. Для цього в ПЧ в діалоговому режимі можна задати верхню (GV) і нижню (PV) межу діапазону (рис. 6.34), а також, якщо потрібно, сформувати на характеристиці зону нечутливості або режим обмеження. Користувачеві надається також можливість створення на регулювальній характеристиці від одного до трьох «вікон» шириною 5 Гц (рис. 6.34), за допомогою яких можна виключити частоти, що викликають механічний резонанс у приводі. Це особливо важливо для приводів відцентрових насосів і вентиляторів, у яких можливо явище резонансу.

Додаткові можливості в управлінні приводом надають чотири логічні входи ПЧ. З їх допомогою можна управляти напрямом обертання,

гальмуванням, зупинкою, перемиканням до чотирьох заздалегідь вибраних швидкостей обертання, формуючи при цьому певні тахограми (рис. 6.35).

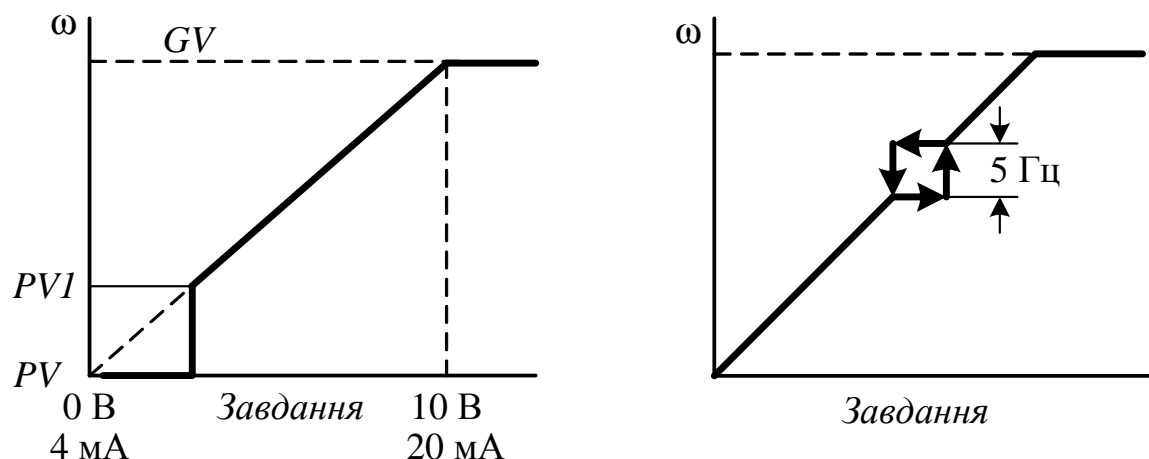


Рисунок 6.34 – Можливі варіанти регулювальних характеристик

ПЧ легко включаються в замкнуті або розімкнені системи керування з ручним завданням, оскільки в них є вбудований ПІ регулятор з коефіцієнтами, що налаштовуються, і аперіодичний фільтр першого порядку.

Особливу групу функцій у кожному ПЧ складає система захисту. Це захист від поразки електричним струмом, захист перетворювача і захист двигуна. Для захисту оператора від електричної поразки передбачена гальванічна розв'язка силового кола і кіл управління з опором ізоляції не менше 500 МОм і електричною міцністю ізоляції 2830 В постійного струму між корпусом і силовими колами (2000 В змінного струму між колами керування і силовими колами). У колах керування ПЧ використовуються лише сигнали з безпечним для людини рівнем напруги.

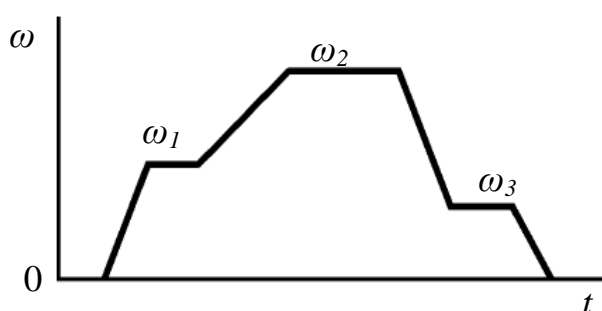


Рисунок 6.35 – Приклад тахограми роботи електроприводу

Напівпровідникові прилади ПЧ у край чутливі до різних перевантажень. Тому перетворювач обов'язково має декілька видів захисту від аварійних режимів. Це, перш за все, захист від коротких замикань між вихідними фазами, між вихідними фазами і корпусом перетворювача, а також від замикань внутрішніх джерел живлення. Цей захист має дуже високу швидкість, що виключає вихід напівпровідникових приладів за межі областей безпечної роботи.

Окрім цього у ПЧ є захист від перепадів напруги мережі і від обриву фази напруги мережі. Останній вид захисту передбачений у перетворювачах призначених для роботи лише в трифазних мережах. Окрім описаного швидкодіючого захисту перетворювач обов'язково має тепловий захист, що

зазвичай, використовує як датчик терморезистор. Він контролює його тепловий режим з врахуванням перетворюваної потужності і умов тепловідведення.

У всіх ПЧ передбачений тепловий захист двигуна. Він здійснюється за допомогою безперервного контролю величини  $I^2t$  із урахуванням швидкості обертання і має часо-струмові характеристики, показані на рис. 6.36. Тепловий захист АД можна також організувати за допомогою додаткової карти і терморезистора, встановленого в двигуні. Окрім теплового захисту передбачається швидкодіючий захист від обриву фази.

Аварійний сигнал будь-якого виду захисту викликає вимкнення двигуна і спрацювання реле R1 (рис. 6.31), контакти якого виведені в зовнішні кола перетворювача і можуть використовуватися для комутації кіл системи управління приводом.

Крім того, у ПЧ можна активізувати функцію повторного запуску. У цьому випадку система управління перетворювача після усунення несправності здійснює серію спроб повторного запуску двигуна з 30-секундними інтервалами. Якщо після шести спроб запуск не здійснився, то перетворювач блокується до вимкнення і повторного увімкнення живлення.

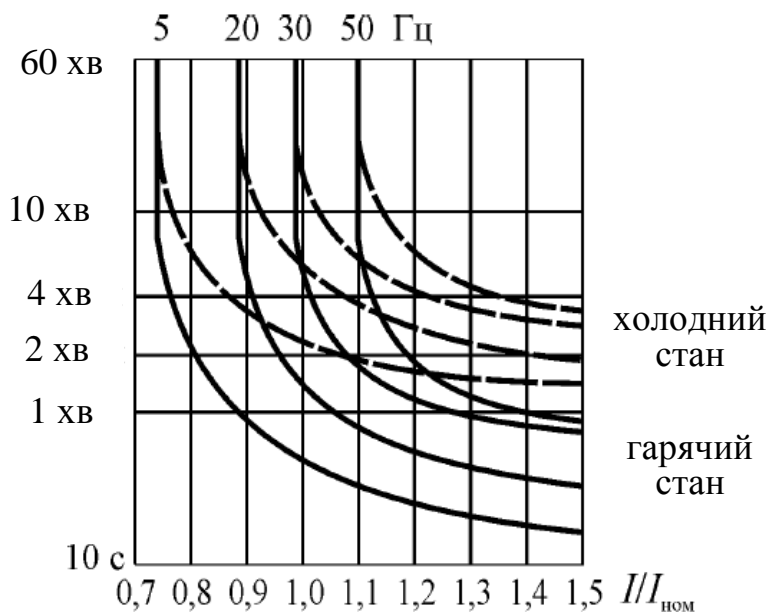


Рисунок 6.36 – Часо-струмові характеристики теплового захисту АД

## 7 ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ ПРИБОРІВ. ЇХНІЙ ВПЛИВ НА МЕРЕЖУ ЖИВЛЕННЯ

Більшість перетворювальних пристроїв отримують живлення від мережі змінного струму безпосередньо (випрямлячі, тиристорні перетворювачі постійного і змінного струму) або через проміжну ланку (випрямляч). Перетворювачі змінної напруги з природною комутацією і фазовим керуванням використовують ті ж самі принципи, що і керовані випрямлячі, тобто мають аналогічний вплив на мережу змінного струму. Отже у подальшому розгляді обмежимося розглядом випрямлячів. Дещо відрізняються за характером процесу в ПЧ із безпосереднім зв'язком і природною комутацією, у вхідному струмі яких можливі низькочастотні гармонійні складові (із частотами нижче частоти мережі).

Перетворювальні пристрої є нелінійним навантаженням і впливають на режими роботи мережі, особливо якщо мережа має потужність, порівняну з потужністю пристрою. Коефіцієнт потужності на вході перетворювального пристрою  $\chi = \frac{P}{S}$ , де  $S$  – повна потужність  $S = U_I I_I$  ( $U_I, I_I$  – діючі значення напруги і струму, що споживаються від мережі),  $P$  – активна потужність, що споживається перетворювачем  $P = P_H + \Delta P$ ,  $P_H$  – потужність, що віддається до навантаження,  $\Delta P$  – втрати потужності у схемі перетворювача.

ККД перетворювальних пристроїв високий і наближається до одиниці. Тому можна прийняти, що  $P \approx P_H$ .

У п. 2.2 було показано, що загальним майже для всіх випрямлячів, незважаючи на характер навантаження, є несинусоїдальна форма вхідного струму. Струм на вході випрямляча може бути поданий у вигляді ряду Фур'є

$$i_1(\omega t) = i_{1(1)} + i_{1(3)} + i_{1(5)} + \dots + i_{1(k)} = \sum (\sqrt{2} I_{1(k)} \sin(k\omega t)),$$

де  $I_{1(k)}$  – діюче значення  $k$ -ї гармоніки струму.

У схемі некерованого випрямляча перша гармоніка струму збігається за фазою з напругою мережі ( $\varphi_{(1)} = 0$ ). Вважаємо, що форма напруги мережі неспотворена і синусоїдальна. Несинусоїдальна функція характеризується коефіцієнтом спотворення, який визначається відношенням діючого значення першої гармоніки до діючого значення струму

$$\nu = \frac{I_{1(1)}}{I_1} = \frac{I_{1(1)}}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + I_{1(5)}^2 + \dots + I_{1(k)}^2}} < 1.$$

Миттєва потужність на вході перетворювача

$$\begin{aligned} p_1 &= U_1 I_1 = U_{1m} \sin \omega t \sum I_{m(k)} \sin k\omega t = \\ &= U_{1m} \sin \omega t I_{1(1)m} \sin \omega t + U_{1m} \sin \omega t I_{1(3)m} \sin 3\omega t + \dots \end{aligned}$$

$$\text{Активна потужність чи середнє значення потужності } P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p_1 d\omega t.$$



З курсу ТОЕ [13] відомо, що середнє за період значення добутку миттєвого значення синусоїд різної частоти дорівнює нулю, тобто маємо

$$P = U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_{(1)} = U_1 I_{1(1)} = \nu U_1 I_1.$$

Коефіцієнт потужності

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{\nu U_1 I_1}{U_1 I_1} = \nu. \quad (7.1)$$

Таким чином, передача активної потужності в навантаження обумовлена лише першою гармонікою струму. Вищі гармоніки – лише марний обмін енергією між мережею і перетворювачем.

У керованому випрямлячі введення кута керування  $\alpha$  призводить до зсуву за фазою струму і напруги на вході випрямляча на кут  $\varphi_{(1)} = \alpha + \frac{\gamma}{2}$ , де  $\gamma$  – кут комутації кола;  $\alpha$  – кут керування тиристорів. Відповідно

$$\cos \varphi_{(1)} = \cos \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right), \quad (7.2)$$

$$P = \nu U_1 I_{1(1)} \cos \varphi_{(1)}, \quad (7.3)$$

$$\chi = \nu \cos \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right). \quad (7.4)$$

Отже, для ефективного використання перетворювальних пристроїв, при високому коефіцієнті потужності поряд із компенсацією реактивної потужності необхідно поліпшувати гармонійний склад струму, що споживається з мережі.

Частота гармонік вхідного струму випрямляча визначається виразом

$$f_g = f_1 (k \cdot m \pm 1) = n f_1, \quad (7.5)$$

де  $f_1$  – частота напруги мережі,  $k=1, 2, 3, \dots$ ,  $m$  – кількість пульсацій у кривій випрямленої напруги,  $n$  – кратність гармоніки.

Наприклад, для трифазної мостової ( $m=6$ )  $f_g = f_1 (k \cdot 6 \pm 1)$ , або  $f_g = f_1 (5, 7, 11, 13, \dots)$ .

Відносне значення вищих гармонік вхідного струму (за активно-індуктивного навантаження) у долях до першої гармоніки становить  $\frac{I_{1(n)}}{I_{1(1)}} = \frac{1}{n}$ .

### **Вплив перетворювачів на мережу живлення. Забезпечення електромагнітної сумісності силового перетворювача**

Як показано вище, перетворювач для мережі живлення є нелінійним навантаженням, що генерує широкий спектр гармонік струму. Під час аналізу процесів вважалось, що напруга у мережі синусоїдна. Проте реальні мережі мають власний опір і обмежену потужність. Унаслідок цього відбувається ви-

кривлення форми напруги, що впливає через мережу на роботу інших споживачів (рис. 7.1), а також і на сам перетворювач (ТП) через його систему керування. На рисунку 7.2 подані діаграми напруги мережі (на вході перетворювача) і вхідного струму однієї з фаз для трифазної мостової схеми випрямлення.

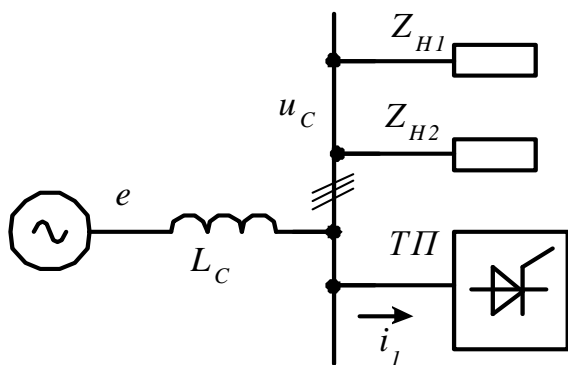


Рисунок 7.1 – Однолінійна еквівалентна схема мережі, що містить тиристорний перетворювач

Найпомітнішими є викривлення напруги на інтервалах комутації струму навантаження, про що мова йшла вище (див. п. 2.2). Комутація суттєвим чином впливає і на гармонійний склад струму.

Для оцінки якості напруги у мережі існує система показників якості електричної енергії, що визначається державним стандартом ДСТУ. У межах цього розділу обмежимося одним з показників, що оцінює зворотний негативний вплив перетворювача на мережу живлення – спотворення форми напруги від несинусоїдального характеру вхідного струму перетворювача.

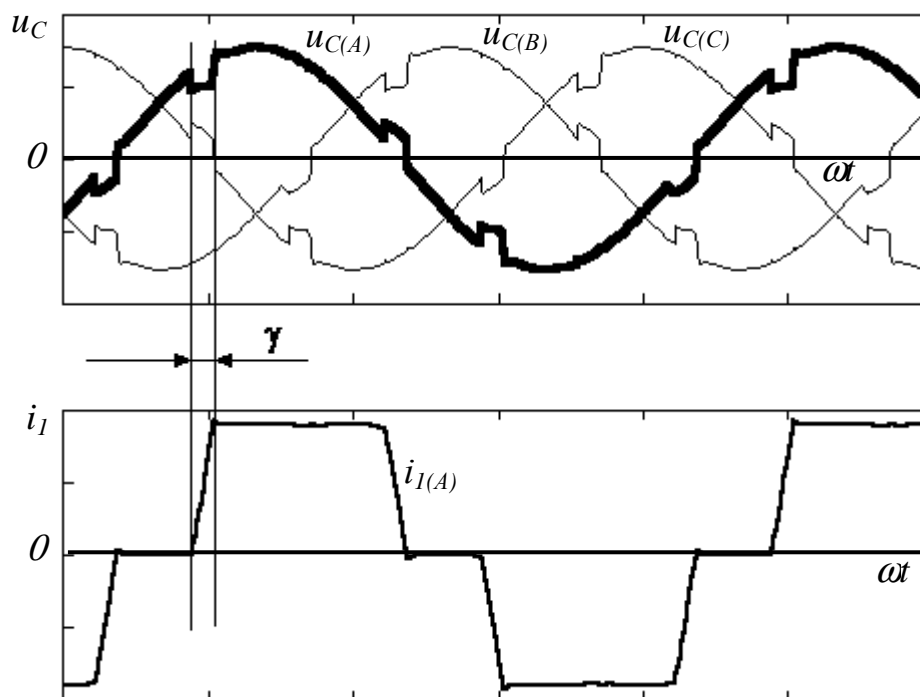


Рисунок 7.2 – Діаграми напруги мережі і вхідного струму однієї з фаз для трифазної мостової схеми випрямлення

Еквівалентна схема мережі з випрямлячем (рис. 7.3) містить джерело енергії, що подано у вигляді ідеального джерела синусоїдальної напруги  $e$ , мережа подана як індуктивність  $L_C$  (активним опором звичайно можна нехтувати), випрямляч подано як нелінійний опір з індуктивністю  $L_{TP}$  у вхідному колі.

Ступінь спотворення форми напруги  $u_C$ , що живить перетворювач, визначається співвідношенням реактивних опорів фази мережі  $X_C$  і вхідного кола перетворювача (трансформатор або реактор)  $X_{TP}$ . При цьому комутаційне падіння

напруги  $\Delta u_K$  розподіляється між вхідними реактивними опорами і напругою на вході перетворювача

$$u_C = e - \Delta u_K \frac{L_C}{L_C + L_{TP}}. \quad (7.6)$$

Вважаємо, що струм  $i_L$ , який споживається із мережі є відомим, про що мова йшла у п.2.2

$$u_C = e - L_C \frac{di_L}{dt}. \quad (7.7)$$

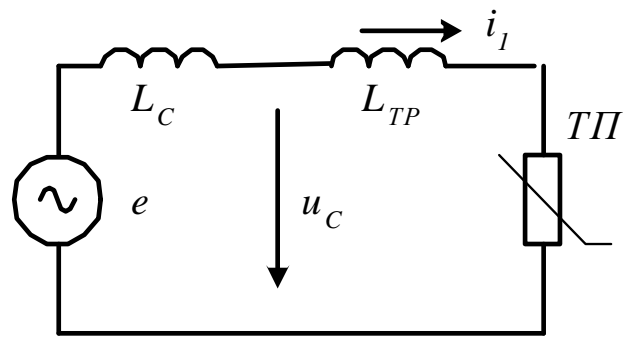


Рисунок 7.3 – Еквівалентна схема мережі з перетворювачем

Напругу на вході випрямляча при відомому струмі можна визначити, виходячи з падіння напруги на індуктивності  $L_C$ , що обумовлені першою та вищими гармоніками. При цьому діюче значення напруги, що обумовлена вищими гармоніками з урахуванням їх кратності ( $k$ ),

$$U_{BG} = \sqrt{\sum_2^k U^2_{(k)}} = \omega L_C \sqrt{\sum_2^k (I_{1(k)} \cdot k)^2}. \quad (7.8)$$

Вираз (7.8) можна перетворити до вигляду

$$U_{BG} = \omega L_C I_{1(1)} K_{GC(D)}, \quad (7.9)$$

де  $K_{GC(D)} = \frac{\sqrt{\sum_2^k (I_{1(k)} \cdot k)^2}}{I_{1(1)}}$  - диференційний коефіцієнт гармонік струму

[15], що враховує вплив гармонік струму з урахуванням їх кратності.

Диференційний коефіцієнт гармонік струму для трифазної мостової схеми згідно з [15]

$$K_{GC(D)} = \sqrt{\frac{\pi}{\gamma}} - 1. \quad (7.10)$$

Напруга  $U_{BG}$ , що обумовлена вищими гармоніками, згідно з (7.9) визначена відносно першої гармоніки струму. Це дозволяє використати для визначення напруги  $u_C$  векторну діаграму, що подана для першої гармоніки на рисунку 7.4. Тоді реактивна складова напруги  $U_C$  на вході випрямляча  $U_{CP(1)}$

$$U_{CP(1)} = E \sin \varphi_{(1)} - U_{BG} = E \sin \varphi_{(1)} - \omega L_C I_{1(1)} K_{GC(D)}.$$

Активна складова напруги  $U_{C(1)}$  на вході випрямляча  $U_{CA(1)}$

$$U_{CA(1)} = E \cos \varphi_{(1)}.$$

Відповідно значення  $U_{C(1)}$

$$U_{C(1)} = \sqrt{U_{CA(1)}^2 + U_{CP(1)}^2} = \sqrt{(E \cos \varphi_{(1)})^2 + (E \sin \varphi_{(1)} - \omega L_C I_{1(1)} K_{GC(D)})^2}.$$

Після перетворення отримуємо

$$U_{C(1)} = \sqrt{E^2 - 2E \sin \varphi_{(1)} \omega L_C I_{1(1)} K_{GC(D)} + (\omega L_C I_{1(1)} K_{GC(D)})^2}.$$

Коефіцієнт гармонік напруги в мережі на вході випрямляча

$$K_{GH} = \frac{U_{BG}}{U_{C(1)}} = \frac{\omega L_C I_{1(1)} K_{GC(D)}}{\sqrt{E^2 - 2E \sin \varphi_{(1)} \omega L_C I_{1(1)} K_{GC(D)} + (\omega L_C I_{1(1)} K_{GC(D)})^2}}. \quad (7.11)$$

Параметри мережі можна визначити через повну потужність короткого перемикавання мережі або коефіцієнт кратності струму короткого перемикавання номінальному значенню вхідного струму перетворювача [15]  $K_{KP} = I_{KP}/I_{НОМ}$ . Виходячи з того, що  $I_{KP} = E/\omega L_C$ , отримуємо

$$K_{KP} = \frac{E}{\omega L_C I_{НОМ}} \frac{E}{E} = \frac{E^2}{\omega L_C E I_{НОМ}} = \frac{S_{KP}}{S_{НОМ}}. \quad (7.12)$$

Після спрощення (7.11) отримуємо (за номінального значення струму  $I_{НОМ} = I_{1(1)}$ )

$$K_{GH} = \frac{K_{GC(D)}}{\sqrt{K_{KP}^2 - 2E \sin \varphi_{(1)} K_{GC(D)} + K_{GC(D)}^2}}. \quad (7.13)$$

Вираз (7.13) можна спростити, якщо при визначенні коефіцієнта гармонік нехтувати різницею між напругою на вході перетворювача і напругою джерела  $E$

$$K_{GH} = \frac{U_{BG}}{U_{C(1)}} = \frac{U_{BG}}{E} = \frac{\omega L_C I_{1(1)} K_{GC(D)}}{E} = \frac{K_{GC(D)}}{K_{KP}}. \quad (7.14)$$

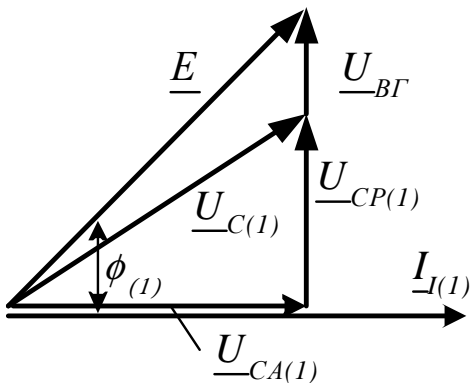


Рисунок 7.4 – Векторна діаграма для мережі з випрямлячем

Коефіцієнт гармонік напруги або коефіцієнт несинусоїдальності нормується відповідними стандартами на якість електроенергії (ДСТУ) -  $K_{GHST}$  (див. п. 1.4). Таким чином значення отримане згідно з (7.14) повинно не перевищувати стандартне  $K_{GH} \leq K_{GHST}$ .

Виходячи з (7.14), можна визначити потужність перетворювача, що може бути підключений до мережі з відомою потужністю короткого перемикавання

$$K_{KP} = \frac{S_{KP}}{S_{НОМ}} = \frac{K_{GC(D)}}{K_{GHST}}.$$

Звідки

$$S_{НОМ} = S_{КП} \frac{K_{ГНСТ}}{K_{ГС(Д)}}. \quad (7.15)$$

Таким чином, виходячи з показників конкретного перетворювача можна визначити найбільшу можливу потужність перетворювача при живленні від конкретної мережі.

У роботі [22] відносно діюче значення вищих гармонік напруги мережі живлення визначається через комутаційні викривлення напруги і становить:

$$\Delta U_{ВГ}^* = \frac{P_d \sqrt{\frac{2\pi}{m\gamma} - 1}}{S_{КП}} \quad \text{або} \quad \Delta U_{ВГ}^* = \frac{P_d \sqrt{\frac{2\pi}{mX_\phi^*} - 1}}{S_{КП}}, \quad (7.16)$$

де  $X_\phi^*$  – відносний реактивний опір кола комутації, до якого входить реактивний опір мережі  $X_C$  і вхідного трансформатора (реактора)  $X_{ТР}$ .

$$\text{При цьому опір мережі} \quad X_C = \frac{3U_{2\phi}}{S_{КП}}.$$

Як базова розглядається трифазна мостова схема випрямлення з потужністю  $P_d$ . Значення  $X_\phi^*$  визначається згідно з виразом [22]

$$X_{ТР} + X_C = \frac{3X_C X_\phi^* S_{КП}}{\pi P_d}.$$

Згідно з (7.16) можна визначити співвідношення між потужністю перетворювача і потужністю короткого перемикавання мережі, коли діюче значення вищих гармонік напруги мережі не перевищує припустимого значення  $\Delta U_{ВГДОП}^*$

$$\frac{S_{КП}}{P_d} \geq \frac{\sqrt{\frac{2\pi}{mX_\phi^*} - 1}}{\Delta U_{ВГДОП}^*}.$$

$$\text{При значенні } \Delta U_{ВГДОП}^* = 5 \% \text{ отримуємо} \quad \frac{S_{КП}}{P_d} \geq 20 \sqrt{\frac{2\pi}{mX_\phi^*} - 1}.$$

Відзначимо, що в Європейських нормативах вказують найбільш можливу потужність перетворювача відносно потужності короткого перемикавання мережі.

Таким чином, перетворювач споживає активну потужність від мережі змінного струму і одночасно є для неї джерелом вищих гармонік, що призводить до викривлення напруги у мережі на вході перетворювача. Останнє ускладнює роботу інших споживачів електроенергії. Негативний вплив можна зменшити обмеженням потужності перетворювача згідно з параметрами мережі живлення.

## **8 ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ ІЗ МЕРЕЖЕЮ ЖИВЛЕННЯ**

Останнім часом унаслідок широкого розповсюдження перетворювальних пристроїв і збільшення їх потужностей достатньо гостро постає питання забезпечення електромагнітної сумісності споживачів, що працюють в єдиній мережі. Електромагнітна сумісність передбачає відсутність негативного впливу на інших споживачів і, як наслідок, порушення їх нормального функціонування. В енергетиці це більшою мірою стосується електромагнітних перешкод, що розповсюджуються у дротах мережі. Хоча використання методів імпульсного регулювання за достатньо високих частот, що характеризуються надто широким спектром гармонік, робить актуальним питання виключення радіоперешкод і їх впливу.

Забезпечення електромагнітної сумісності можливе із:

1. Використанням схем випрямлячів зі збільшеною кількістю пульсацій випрямленої напруги (багатофазні схеми). Це призводить до збільшення кратності частот гармонік вхідного струму і відповідного зменшення їх амплітуди. Це пов'язано із застосуванням багатофазних трансформаторів із декількома комплектами обмоток (п. 2.3 и п. 2.4) і є доцільним лише за значних потужностей перетворювачів.

2. Застосуванням спеціальних вхідних трансформаторів із перемиканням відводів обмотки вищої чи нижчої напруги, тобто поєднання амплітудного і фазного регулювання.

3. Використанням спеціальних схем перетворювачів з поліпшеними енергетичними показниками, зокрема несиметричних схем випрямляча [21], випрямлячів з активним формуванням вхідного струму (п.5).

4. Роздільним живленням перетворювачів та інших приймачів.

5. Застосуванням вхідних LC-фільтрів, що налаштовані на домінуючі гармоніки і спеціальних пристроїв – компенсаторів реактивної потужності у сполученні з фільтрами вищих гармонік (фільтро-компенсувальні пристрої – ФКП).

6. Застосуванням силових активних фільтрів (АФ), що компенсують відхилення струму та напруги від синусоїдальної форми.

Зупинимося на рішеннях, що є достатньо універсальними і можуть бути застосовані у мережі з існуючими перетворювачами.

### **8.1 Фільтро-компенсувальні пристрої**

Робота більшості перетворювальних пристроїв, що живиться від мережі змінного струму, пов'язана зі споживанням реактивної потужності та викривленням струму у колі змінного струму. Це властиво і для інших нелінійних споживачів енергії. Здебільшого коефіцієнт потужності перетворювального пристрою з боку мережі живлення  $\chi = v \cos \varphi_{(1)}$ , де  $v = I_{(1)}/I_1$  – коефіцієнт спотворення форми струму,  $I_1$  і  $I_{(1)}$  діюче значення відповідно струму мережі і його першої гармоніки.

Під час регулювання вихідних параметрів і змінюванні навантаження коефіцієнт потужності і гармонійний склад вхідного струму перетворювача суттєво змінюються. При цьому струм  $i_1 = i_{I(1)} + \sum i_{I(k)}$ , де  $k$  – номер гармоніки. У присутності на вході перетворювача випрямляча значення  $k=(nm \pm 1)$ , де  $n=1, 2, 3, \dots, m$  – кількість пульсацій випрямленої напруги.

Для виключення негативного впливу на мережу і роботу інших споживачів використовуються різні варіанти ФКП, що забезпечують фільтрацію вищих гармонік і компенсацію реактивної потужності.

Звичайно для цього використовують пасивні  $LC$  фільтри і батарею конденсаторів, однак ці рішення лише частково вирішують проблему і мають ряд суттєвих недоліків, що пов'язані з резонансними явищами, необхідністю змінювання ємності батареї конденсаторів та ін.

Деяке розповсюдження має схема ФКП, де регулювання реактивної потужності досягається використанням індуктивного регулятора ІР на тиристорах. Однолінійна схема підключення ФКП до трифазної мережі з нелінійним навантаженням НН (тиристорний перетворювач) подана на рисунку 8.1. Окремі елементи схеми з'єднуються і підключаються до мережі за відповідною схемою («зірка» або «трикутник»).

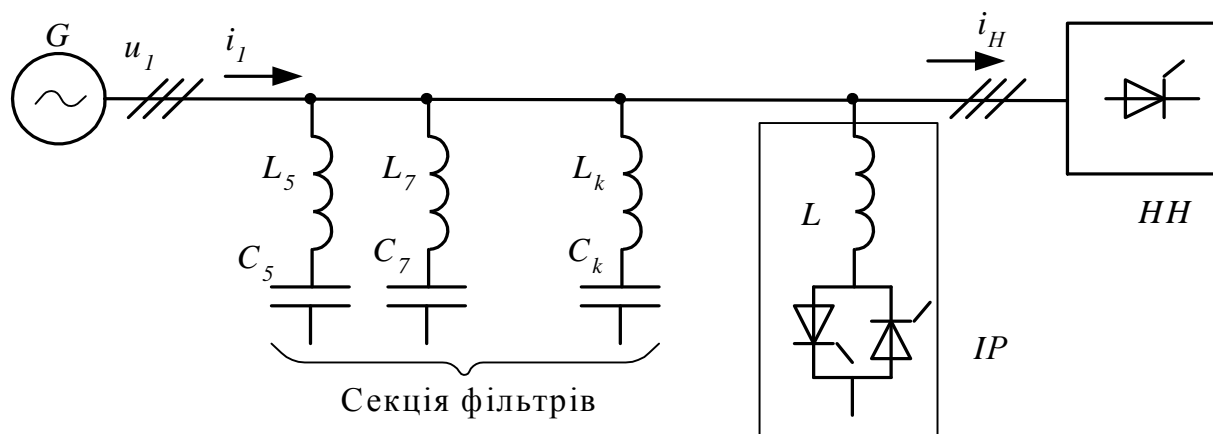


Рисунок 8.1 – Однолінійна схема ФКП з індуктивним регулятором

ФКП містить у собі секцію резонансних  $LC$ -фільтрів на відповідні гармоніки струму і тиристорний індуктивний регулятор (ІР). ІР це тиристорний регулятор змінного струму, кожна фаза якого містить пару тиристорів або симістор і реактор  $L$ . Змінюванням кута керування тиристорів здійснюється регулювання реактивного індуктивного струму, що споживається від мережі і відповідно реактивної потужності  $Q_L$  у межах від 0 (тиристори зачинені) до  $Q_{LMAX}$ , тобто індуктивний регулятор це регульована індуктивність (як індуктивний регулятор може бути використаний керований випрямляч з індуктивним навантаженням). Це дає змогу при постійній ємності батареї конденсаторів  $Q_C$ , що обирається виходячи із умови компенсації максимальної реактивної потужності навантаження  $Q_{LHMAX}$ , підтримувати загальний коефіцієнт потужності постійним під час змінювання потужності навантаження. Загальна реактивна потужність, що споживається від мережі:  $Q_{заг} = Q_L + Q_{LH} - Q_C$  ( $Q_{LH}$  – реактивна

потужність навантаження). Очевидно, що для підтримання потужності, що споживається, постійною на рівні  $Q_{3AT} \approx 0$  необхідно забезпечити умову  $Q_L + Q_{LH} \approx Q_C$ , тобто у разі змінювання реактивної потужності навантаження відповідним чином регулювати потужність, що споживається ІР.

Секція фільтрів містить набір фільтрів  $L_k C_k$ , резонансна частота яких  $\omega_{0k} = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$ . Оскільки для основної гармоніки струму індуктивний опір реакторів  $L_k$  достатньо малий (їм можна нехтувати) можна вважати, що ємності фільтрів включені паралельно. Тоді загальна ємність ФКП, що використовується для компенсації, визначається як сума ємностей конденсаторів фільтрів.

## 8.2 Активні фільтро-компенсувальні пристрої

Залежно від способу підключення розрізняють три типи АФ:

1. Паралельний АФ включається паралельно навантаженню і є генератором струму, що компенсує викривлення струму навантаженням і забезпечує споживання синусоїдального струму з мережі. Як перевагу можна розглядати принцип регулювання з корекцією струму і поліпшення напруги живлення інших споживачів.

2. Послідовний АФ включається послідовно з навантаженням. Є генератором напруги з функцією керування і забезпечує компенсацію гармонійних складових, провалів і несиметрії в напрузі мережі. Забезпечує синусоїдальність напруги в точці підключення, на струм не впливає. Послідовний АФ розрахований на повний струм навантаження, він потужніший і, зрозуміло, дорожчий.

3. Комбінований.

Розглянемо принципи реалізації паралельного АФ, що зараз знаходить найбільше використання. Як паралельний ФКП використовується схема активного випрямляча напруги (АВН) із формуванням вхідного струму (при відсутності навантаження у колі постійного струму), оскільки він здатний відпрацьовувати практично будь-яку форму струму. Підтримання середнього значення напруги  $U_d$  на вихідному конденсаторі постійним виключає споживання або передавання АВН активної потужності.

Розглянемо використання схеми як компенсатора (генератора) реактивної потужності. При цьому (рис. 8.2) перша гармоніка струму  $I_{I(1)}$ , що формується,

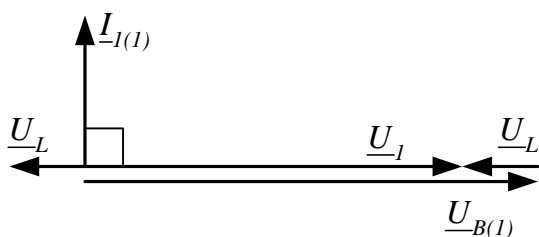


Рисунок 8.2 – Векторна діаграма фази вхідного кола АВН у режимі джерела реактивної потужності

випереджає напругу мережі  $U_I$  на кут  $\pi/2$ , відповідно, напруга на вході випрямляча  $U_{B(1)}$  співпадає за фазою з  $U_I$  (кут  $\theta=0$ ) і активна потужність  $P=0$ . Реактивна потужність фази має ємнісний характер і згідно з (5.12) становить

$$Q = -\frac{U_1^2}{\omega L} \left( \frac{U_{B(1)}}{U_1} - 1 \right). \quad (8.1)$$

Згідно з (8.1) можна зробити важливий



висновок про те, що реактивна потужність, яка генерується активним фільтром, не залежить від ємності конденсатора  $C$  у колі постійного струму.

Значення реактивної потужності, що генерується активним фільтром  $Q$ , визначається напругою  $U_{B(1)}$ , відповідно, напругою  $U_d$  у колі постійного струму АВН та струмом у силових колах. Відповідно отримуємо регульоване згідно зі значенням  $U_{B(1)}$  джерело ємнісної реактивної потужності. Діаграми роботи активного випрямляча у режимі компенсації реактивної потужності подані на рисунку 8.3.

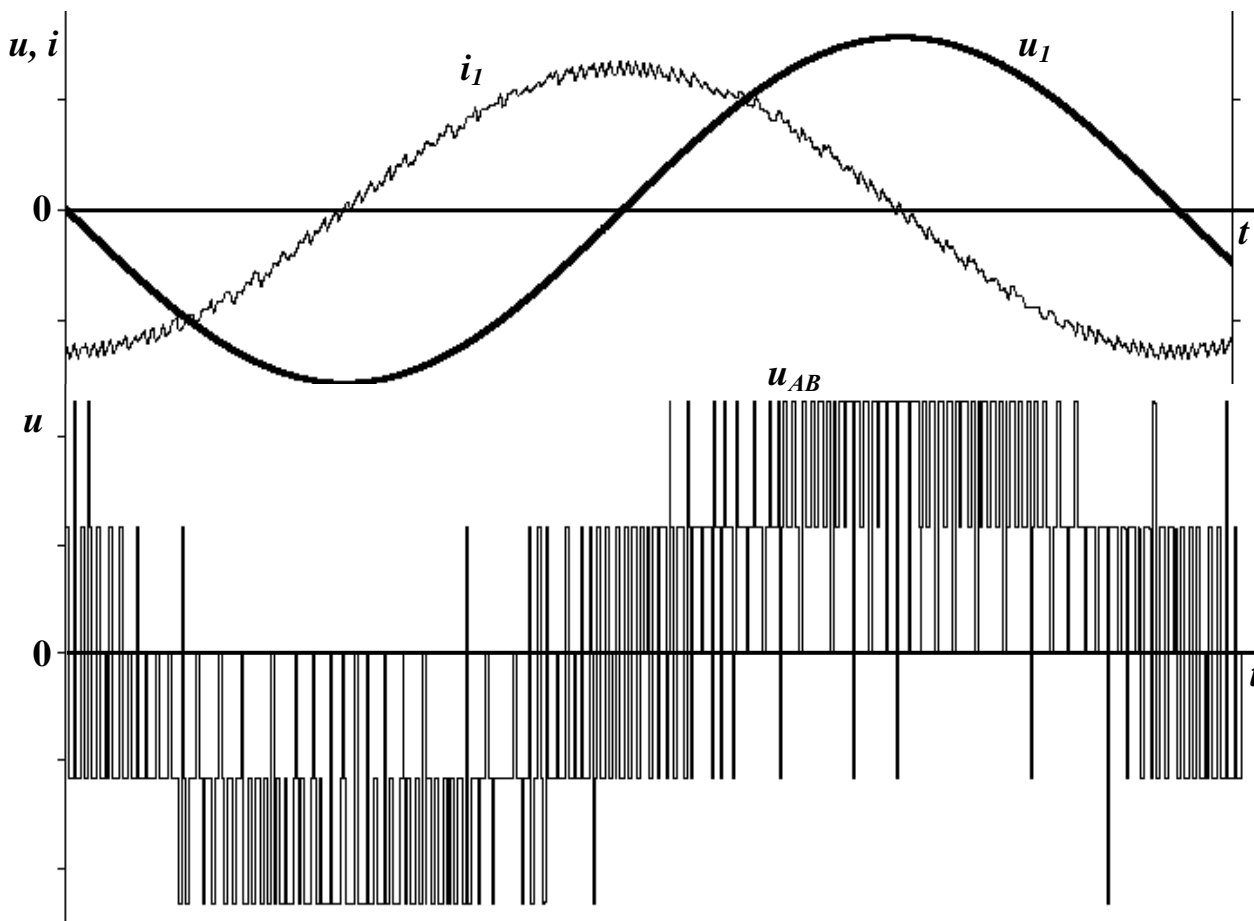


Рисунок 8.3 – Діаграми роботи активного випрямляча у режимі компенсації реактивної потужності

**Використання інвертора напруги як фільтра** засновано на такому. Під час використання системи керування з формуванням струму ніщо не заважає (за відповідного сигналу завдання) формувати несинусоїдальний струм, що складається з декількох гармонік із частотами, кратними частоті мережі. Відомо, що активна потужність при несинусоїдальному струмі визначається лише його першою гармонікою (вважаємо, що напруга у мережі залишається синусоїдальною). Таким чином, передавання активної потужності у коло постійного струму відсутнє, відповідно напруга на конденсаторі  $U_d$  буде незмінною.

Розглянемо випадок, коли активний фільтр АФ підключено до мережі з нелінійним навантаженням НН, що споживає несинусоїдальний струм  $i_H = i_{H(1)} + \sum i_{H(k)}$  за відсутності зсуву за фазою 1-ї гармоніки.

Струм мережі при цьому  $i_l = i_\phi + i_H$ . Очевидно, що якщо струм, який формується АФ  $i_\phi = -\sum i_{H(k)}$ , то струм у мережі  $i_l = i_{H(1)}$ , тобто фільтрація зводиться до того, що викривлення струму формуються АФ у протифазі до відповідних складових струму навантаження. Таким чином, струм, що формує АФ, можна визначити як різницю між бажаним активним струмом, що споживається з мережі, і струмом навантаження.

Загалом АФ здійснює функції компенсації реактивної потужності та фільтрації гармонік струму одночасно. Значення ємності конденсатора у колі постійного струму обирається з умови згладжування пульсацій випрямленої напруги  $U_d$ . Для визначення характеру та амплітуди пульсацій скористаємося балансом миттєвої потужності між мережею  $p(t)$ , активним фільтром  $p_\phi(t)$  та навантаженням  $p_H(t)$   $p(t) = p_H(t) + p_\phi(t)$ .

Вважаємо, що частота перемикачів ключів АФ достатньо велика, індуктивність дроселів при цьому мала і енергією, що у них накопичується, можна знехатувати. Ємність конденсатора у колі  $C$  достатня, щоб напругу на конденсаторі вважати постійною  $u_d = U_d$ . Напругу  $U_l$  (фазну) та струм  $I_l$ , що споживається з мережі, під час роботи АФ вважаємо синусоїдальними. Нехтуємо також активними опорами мережі і витратами енергії у схемі АФ.

Потужність, яка передається з мережі при коефіцієнті потужності одиниця,  $p(t) = P = 3U_l \cdot I_l$ . Потужність навантаження є сумою миттєвих потужностей фаз навантаження  $p_H(t) = p_a(t) + p_b(t) + p_c(t)$ . Для одної фази (фаза  $a$ )

$$\begin{aligned} p_a(t) &= u_l \cdot i_H = U_{1m} \sin \omega t [ I_{Hm(1)} \sin(\omega t - \varphi_{(1)}) + \sum_{k=2}^{\infty} I_{Hm(k)} \sin(k\omega t + \psi_k) ] = \\ &= U_{1m} \sin \omega t \cdot I_{Hm(1)} \sin(\omega t - \varphi_{(1)}) + U_{1m} \sin \omega t ( \sum_{k=2}^{\infty} I_{Hm(k)} \sin(k\omega t + \psi_k) ), \end{aligned} \quad (8.2)$$

де  $I_{Hm(1)}$ ,  $I_{Hm(k)}$  – амплітуда першої та  $k$ -ї гармоніки струму навантаження,  $\varphi_{(1)}$ ,  $\psi_k$  – зсув за фазою 1-ї гармоніки струму та початкова фаза  $k$ -ї гармоніки струму навантаження.

Перша складова (8.2) дорівнює  $U_l I_{H(1)} \cos \varphi_{(1)} - U_l I_{H(1)} \cos(2\omega t - \varphi_{(1)})$ . Сума цих складових для трьох фаз при симетричному навантаженні дорівнює активній потужності  $P = 3U_l I_{H(1)} \cos \varphi_{(1)}$ .

Друга складова (8.2) визначається сумою добутків 1-ї гармоніки напруги  $u_l$  на відповідні гармоніки струму навантаження, що після відомих тригонометричних перетворень дають косинусоїди з амплітудою  $\frac{1}{2} U_{1m} I_{Hm(k)}$ , фаза яких  $((k-1)\omega t + \psi_k)$  та  $((k+1)\omega t + \psi_k)$ . При складанні їх для трьох фаз навантаження залишаються складові лише нульової послідовності з  $k=6, 12, 18$ . Найбільша з них за  $k=6$  визначається 5-ю та 7-ю гармоніками струму навантаження. Отже, отримуємо  $p_a(t) = P + p_6(t)$ , відповідно

$$p_6(t) = 3 \cdot \frac{1}{2} U_{1m} ( I_{Hm(7)} \cos(6\omega t + \psi_7) - I_{Hm(5)} \cos(6\omega t + \psi_5) ). \quad (8.3)$$

Якщо нехтувати різницею початкових фаз гармонік значення амплітуди 6-ї гармоніки  $I_{Hm(6)} = I_{Hm(5)} - I_{Hm(7)}$ , відповідно

$$p_6(t) = 3 \cdot \frac{1}{2} U_{1m} \cdot I_{Hm(6)} \cos(6\omega t + \psi_5) = 3 \cdot U_1 \cdot I_{H(6)} \cos(6\omega t + \psi_5).$$

У такому разі миттєва потужність, що передається у коло постійного струму АФ  $p_\phi(t) = U_d \cdot i_C$  ( $i_C$  – струм конденсатора), є різницею між  $p(t)$  і  $p_H(t)$  та дорівнює  $p_6(t)$ . Таким чином, потужність у колі постійного струму АФ пульсує з шестикратною до частоти мережі частотою. Амплітуда коливань становить

$$P_{m6} = 3 \cdot U_1 \cdot I_{H(6)}.$$

Струм конденсатора відповідно має амплітуду  $I_{Cm(6)} = \frac{3 \cdot U_1 \cdot I_{H(6)}}{U_d}$ .

Відповідне значення напруги пульсації у колі постійного струму (на конденсаторі) відносно постійної складової  $U_d$

$$u_\Pi(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = -\frac{3 \cdot U_1 \cdot I_{H(6)}}{U_d \cdot 6\omega \cdot C} \sin 6\omega t = -U_{\Pi m} \sin 6\omega t, \quad (8.4)$$

де  $U_{\Pi m}$  – амплітуда пульсації.

Значення ємності  $C$  обирається виходячи з необхідного коефіцієнта пульсацій  $K_\Pi = U_{\Pi m} / U_d$  (як правило 1- 5 %)

$$C = \frac{3U_1 \cdot I_{H(6)}}{6\omega \cdot K_\Pi \cdot U_d^2}. \quad (8.5)$$

Таким чином, для визначення ємності  $C$  необхідно попереднє визначення гармонійного складу струму навантаження (див. п. 2.2).

Використання АФ для фільтрації вищих гармонік передбачає певні особливості вибору параметрів схеми: індуктивності дроселя  $L$  та напруги  $U_d$ . Це стосується забезпечення високої швидкості змінювання струму, що формується АФ, яка повинна перевищувати швидкість змінювання струму навантаження.

До нелінійних навантажень із високою швидкістю змінювання струму, що споживається з мережі живлення, слід віднести керовані та некеровані випрямлячі у складі напівпровідникових перетворювачів, зварювальних апаратів та ін. У їх вхідних колах використовуються трансформатори або реактори, індуктивний опір яких обмежує швидкість змінювання струму.

Швидкість змінювання струму АФ  $i_\phi$  визначається індуктивністю вхідного дроселя  $L$  та напругою  $U_d$  у колі постійного струму і зростає із зменшенням  $L$  та збільшенням  $U_d$ . Під час вибору значення  $U_d$  варто враховувати для ключів схеми обмеження за напругою у колі постійного струму (з урахуванням кому-

таційних перенапружень), так її стандартне значення для ключів класу 1700 В становить лише 900 В (для класу 1200 В – 600 В).

Скористаємося даними прикладу 2.10 стосовно тиристорного перетворювача (ТП) постійного струму. Вважаємо, що АФ підключено на вході трансформатора, отже, індуктивність вхідної фази навантаження становить

$$L_{\Phi H} = \frac{X_T}{\omega} = 0,000173 \text{ Гн.}$$

Максимальна швидкість змінювання  $i_H$  має місце на

інтервалі комутації ( $\gamma=2^\circ$ ), тривалість якого  $t_k = \frac{\gamma}{\omega} = 0,00011 \text{ с.}$  Отже, якщо

струм змінюється за лінійним законом, то  $\frac{di_H}{dt} = \frac{I_d}{t_k} = 4\,488\,636 \text{ А/с.}$

У першому наближенні швидкість змінювання вихідного струму АФ приймаємо  $\frac{di_\phi}{dt} = \frac{U_d}{L}$ . Таким чином, за умови  $\frac{di_\phi}{dt} > \frac{di_H}{dt}$ , значення індуктивно-

сті дроселя  $L < U_d / (\frac{di_H}{dt})$ . При напрузі  $U_d = 650 \text{ В}$  максимальне значення

$L = 0,000145 \text{ Гн}$ , що відповідає умові  $L < L_{\Phi H}$ . Варто зазначити, що невиправдане

завищення  $\frac{di_\phi}{dt}$  спричиняє збільшення частоти перемикань ключів АФ.

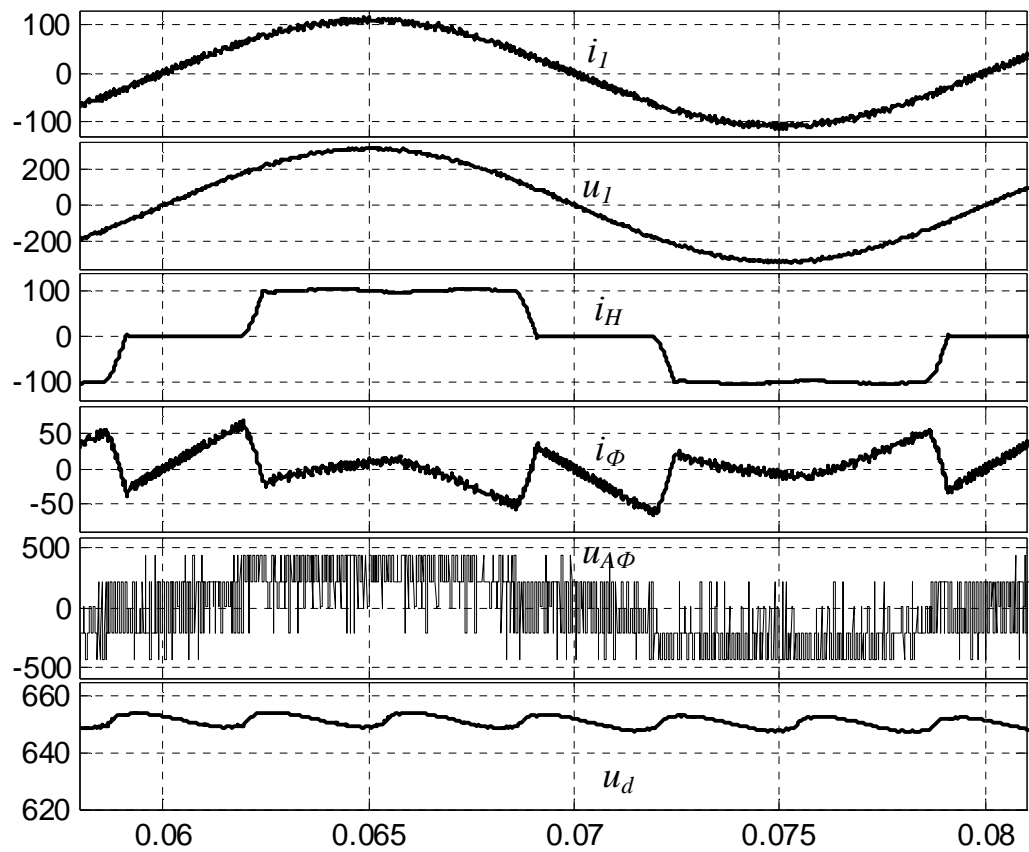
Структурна (однолінійна) схема підключення АФ до мережі подана на рисунку 8.4. Для зменшення впливу високочастотних складових струму АФ, у точці підключення його до мережі встановлюється додатковий RC-фільтр. Сигнали, що відповідають струму  $i_H$ ,  $i_\phi$ , напрузі мережі  $u_l$ , а також напрузі АФ у колі постійного струму  $u_d$  за допомогою відповідних датчиків вводяться до системи керування АФ. Зовнішнім відносно до контуру регулювання струму є регулятор напруги РН (пропорційно-інтегральний) у колі постійного струму і перетворювач координат (ПК), що забезпечують формування сигналу  $i_{134Д}$  (для кожної з трьох фаз АФ), який співпадає з фазною напругою і є пропорційним активній складовій струму навантаження  $I_a$  (може також задаватися реактивна складова  $I_P$ ). Порушення умови  $i_{134Д} \sim I_a$  призводить до циркуляції активної потужності між мережею і колом постійного струму АФ і, оскільки навантаження у нього відсутнє, до заряджання або розряджання конденсатора  $C$  (змінюванню напруги  $u_d$ ). Робота ж регулятора напруги і полягає у підтриманні напруги на заданому рівні  $u_d = U_{д34Д}$ .

Сигнали заданого струму мережі  $i_{134Д}$  і фактичного значень струму  $i_H$  надходять до підсумкового пристрою ПП, що визначає завдання на струм фаз ( $i_{\phi34Д} = i_{134Д} - i_H$ ). Сигнали з виходу ПП разом із фактичними значеннями струму надходять на входи регулятора струму (РС) кожної з фаз, що побудований за релейним принципом (п. 5.1.2) і здійснює керування ключами у плечах схеми.

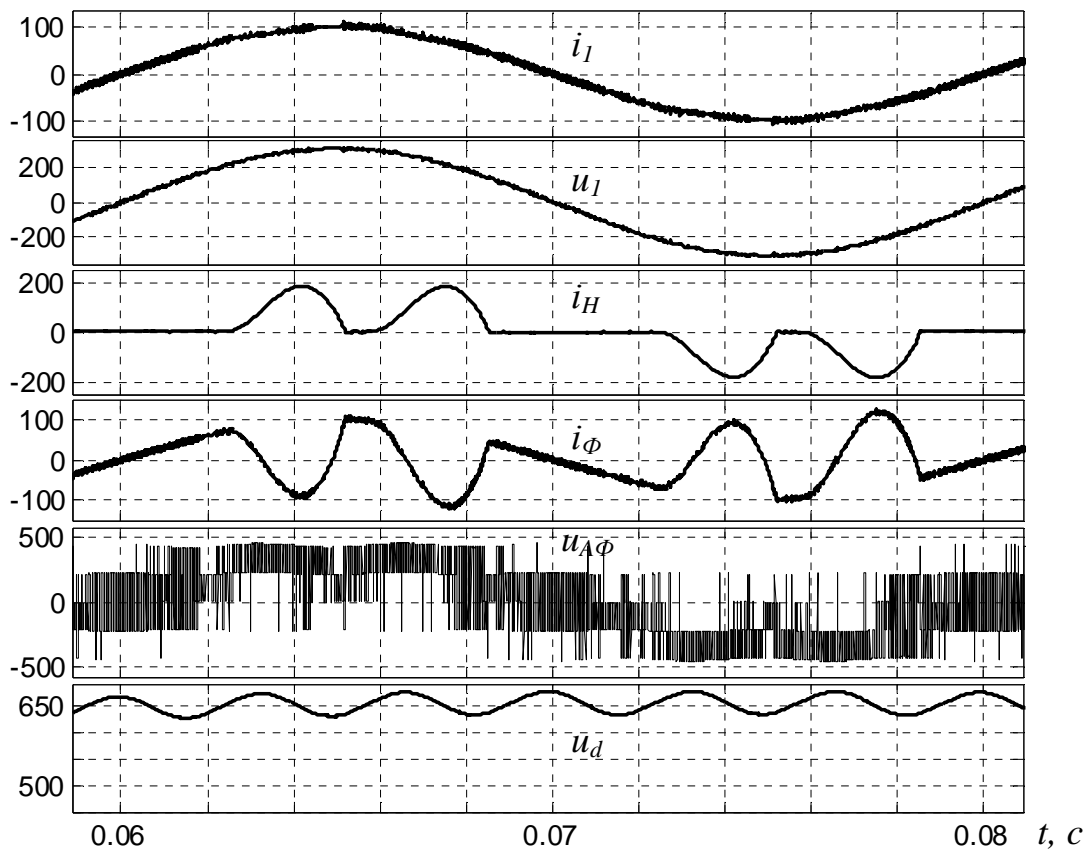
Відзначимо, що розглянутий принцип побудови АФ зводиться до повної компенсації реактивної потужності і викривлень струму. Проте це не завжди можливо і доцільно, оскільки потужність фільтра обмежена і діючі стандарти (зокрмк і міжнародні) не потребують стовідсоткової компенсації.



АФ може бути виконаним на базі дворівневого АІН, а також за схемами багаторівневих інверторів. Діаграми, що ілюструють принцип роботи АФ на базі дворівневого АІН, подані на рисунку 8.5, а (НН – тиристорний перетворювач постійного струму – ТП) та рисунку 8.5, б (НН - некерований випрямляч з вихідним ємнісним фільтром). Параметри АФ обрані за умови мінімально можливої швидкості змінювання струму АФ за напруги  $U_d=650$  В (лінійна напруга мережі 380 В). На рисунку 8.5 показані струм і напруга мережі ( $i_l$ ,  $u_l$ ), струм навантаження  $i_H$ , струм АФ  $i_\phi$ , напруга, що формується фазою АФ  $u_{A\phi}$ , напруга  $u_d$ . Коефіцієнт гармонік струму  $i_l$  (з урахуванням порядку гармонік до 200)  $\text{THD}_{200} = 2,75$  %.



a)



б)

Рисунок 8.5 – Діаграми роботи дворівневого АФ: а) навантаження ТП; б) навантаження некерований випрямляч із ємнісним фільтром

Діаграми, що ілюструють означений принцип роботи АФ на базі трирівневого АІН, подані на рисунку 8.6 (НН – тиристорний перетворювач постійного струму). Керування ключами АФ здійснюється аналогічно схемі трирівневого АВН (див. п. 5.1.2.3).

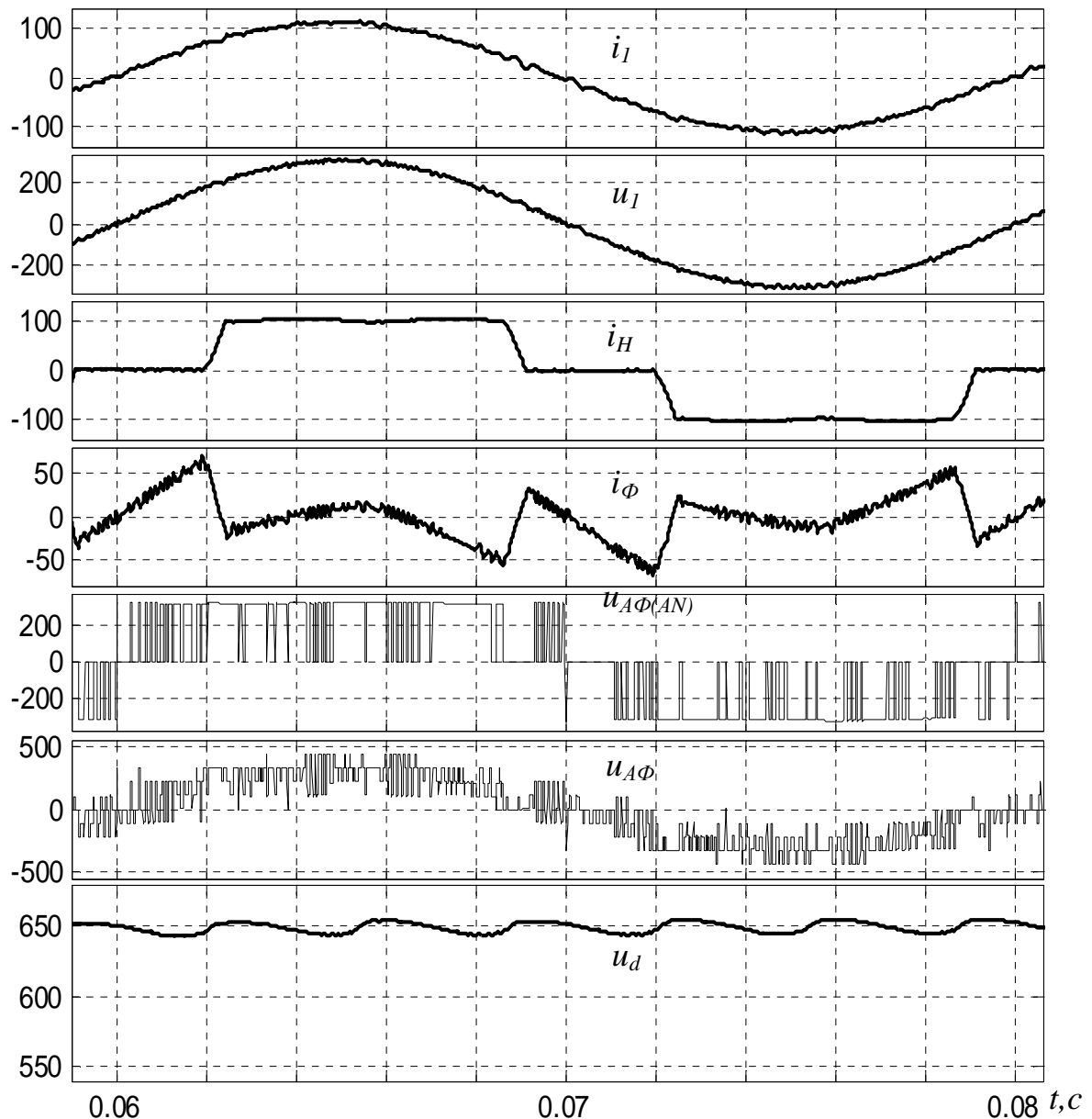


Рисунок 8.6 – Діаграми роботи трирівневого АФ – навантаження ТП

Параметри АФ обрані за умови мінімально можливої швидкості змінювання струму АФ при напрузі у ланці постійного струму  $U=325 \cdot 2=650$  В (лінійна напруга мережі 380 В). На рисунку 8.6 показані струм і напруга мережі ( $i_l$ ,  $u_l$ ), струм навантаження  $i_H$ , струм АФ  $i_\phi$ , напруга, що формується фазою АФ  $u_{A\phi}$  та напруга плеча АФ  $u_{A\phi(AN)}$  відносно середнього виводу ланки постійного струму,  $u_d$ . Коефіцієнт гармонік струму  $i_l$   $\text{THD}_{200} = 2,8 \%$ .

Варто відзначити, що поряд зі зменшенням напруги ключів у схемі трирівневого АФ удвічі, таке ж значення коефіцієнту гармонік струму досягається у разі зменшення частоти перемикань ключів у декілька разів. Це дозволяє зменшити втрати енергії в силових колах АФ або зменшити індуктивність  $L$  вхідного дроселя.

Розглянутий принцип керування АФ забезпечує добрі динамічні показники (рис. 8.7). При цьому показано вмикання АФ (момент часу  $t_1$ ) з попередньо зарядженими конденсаторами до мережі з нелінійним навантаженням (ТП) та відпрацьовування струму при змінюванні кута керування тиристорами ТП (момент часу  $t_2$ )  $\alpha$  стрибком з  $\alpha=5^\circ$  до  $\alpha=45^\circ$  (навантаження ТП незмінне).

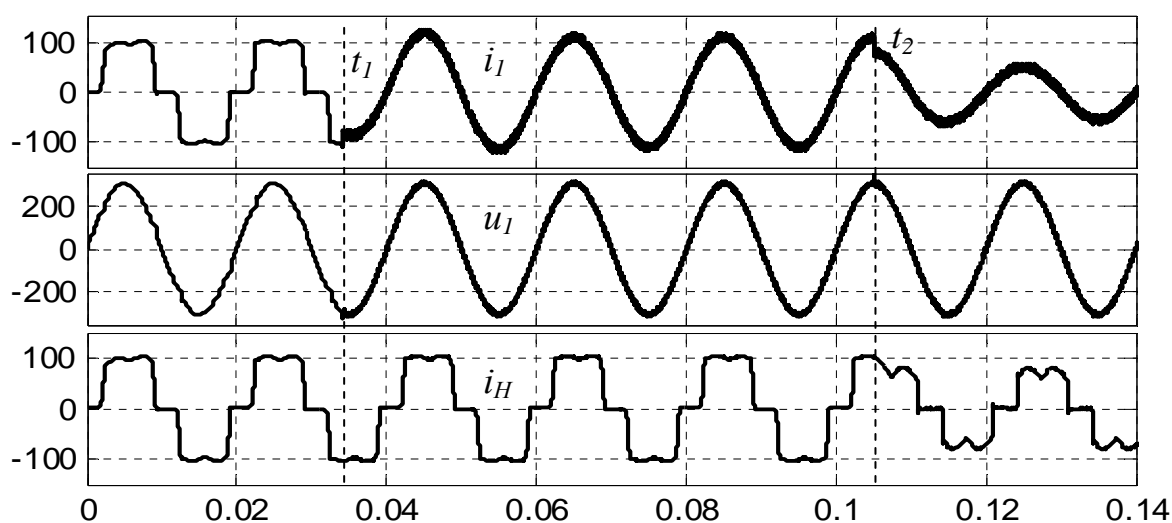


Рисунок 8.7 – Діаграми роботи трирівневого АФ – в якості навантаження ТП

За  $\alpha=5^\circ$  коефіцієнт гармонік струму  $i_l$  становить  $\text{THD}_{200}=1,13\%$  (амплітуда першої гармоніки струму при цьому 110 А), за  $\alpha=45^\circ$  коефіцієнт гармонік струму  $i_l$  становить  $\text{THD}_{200}=2,76\%$  (амплітуда 1-ї гармоніки струму при цьому 58 А). Коефіцієнт гармонік напруги  $u_l$  не перевищує  $\text{THD}_{40}=0,8\%$ .



## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / А. Я. Бернштейн, Ю. М. Гусяцкий, А. В. Кудрявцев, Р. С. Сарбатов . - М.: Энергия, 1980. – 328 с.
2. Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи : учеб. для вузов ж.-д. трансп. / А. Т. Бурков . – М.: Транспорт, 2001. – 464 с.
3. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / П. А. Воронин. - М.: Издательский дом Додека - XXI, 2001. - 384 с.
4. Гончаров Ю.П. Перетворювальна техніка : підр. Ч.2 / Ю. П. Гончаров, О. В. Будьонний, В. Г. Морозов та ін. . – Х.: Фоліо, 2000. - 360 с.
5. ГОСТ13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Госстандарт, 1998. - Введен в Украине с 01.01.2000 г.
6. Григорьев О. П. Диоды : справочник / О. П. Григорьев, В. Я. Замятин, Б. В. Кондратьев и др. – М. : Радио и связь, 1990. - 336 с.
7. Григорьев О. П. Тиристоры : справочник / О. П. Григорьев, В. Я. Замятин, Б. В. Кондратьев и др. . – М.: Радио и связь, 1990. – 272 с.
8. Джуджи Л. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты / Л. Джуджи, Б. Пелли. - Пер. с англ. – М. : Энергоатомиздат, 1983.
9. Электротехнический справочник. Том 2. Электротехнические изделия и устройства. - М.: Энергоатомиздат, 1998. - 650 с.
10. Жемеров Г. Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью / Г.Г. Жемеров. - М.: Энергия, 1977. - 277с.
11. Жук А. К. Влияние на питающую сеть преобразователей частоты со звеном постоянного тока / А. К. Жук // Техн. електродинаміка. Темат. випуск. “Силова електроніка та енергоефективність. - К. 2006. - Ч.5. - С. 42 - 46.
12. Замятин В. Я. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры : справочник/ В. Я. Замятин и др. - М.: Радио и связь, 1988. - 576 с.
13. Зевеке Г. В. Основы теории цепей/ Г. В. Зевеке, В. А. Ионкин, А. В. Нутшил и др. - М.: Энергия, 1965. - 444 с.
14. Зиновьев Г. С. Пути эволюции многоуровневых инверторов напряжения / Г. С. Зиновьев, Л. Г. Зотов, З. С. Темлякова // Технічна електродинаміка. – Київ: ІЕДНАНУ. - 2008. – Тематичний вип., Ч.6. - С. 58-69.
15. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники : учебн. пособие. Изд. 3-е испр. и доп. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. - 672 с.
16. Комплектные тиристорные электроприводы : справочник / [под ред. В. М. Перельмутера]. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 319с.
17. Компоненты для силовой электроники. Каталог 2005-2006. Дасрол.
18. Ланцов В. Электронная компонентная база силовых устройств / В. Ланцов, С. Эраносян // Силовая электроника. № 1, №2, № 3, 2010.

19. Михальский В. М. Матричные преобразователи для электропривода (управление, коммутация тока).- Автореферат диссертации на соискание научной степени кандидата технических наук по специальности 05.09.12. - Институт электродинамики НАН Украины/ В. М. Михальський. - Киев, 2003.
20. Пивняк Г. Г. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией : моногр./ Г. Г. Пивняк, А. В. Волков. - Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
21. Руденко В. С. Преобразовательная техника / В. С. Руденко, В. И. Сенько, И. М. Чиженко. - К.: ВПШ, 1983. - 431 с.
22. Справочник по преобразовательной технике / [под ред. И. М. Чиженко]. - К.: Техника, 1978. - 447 с.
23. Чехет Э. М. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода / Э. М. Чехет, В. П. Мордач, В. Н. Соболев. - Киев: Наукова думка, 1988. - 224 с.
24. Чехет Э. М. Способы коммутации силовых ключей матричных преобразователей // Чехет Э. М., Соболев В. Н., Михальский В. М. // Техн. електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. - Темат. вип. - 2000. - Ч.3. - С. 37 – 42.
25. Чехет Э. М. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода/ Э. М. Чехет, В. Н. Соболев, В. М. Михальский // Вісник НТУ “ХПІ” Тематичний випуск, Проблеми автоматизованого електропривода. – Харків : НТУ ”ХПІ”, 2005. - № 45. - 544 с.
26. Шавёлкин А.А. Многоуровневые преобразователи частоты с улучшенными энергетическими показателями. - Автореферат диссертации на соискание научной степени доктора технических наук по специальности 05.09.12.- НТУ «ХПИ», Харьков / А.А. Шавёлкин. - Харьков, 2011.
27. Шавьолкін О. О. Перетворювальна техніка : навч. посіб. / О. О. Шавьолкін, О.М. Наливайко. – Краматорськ : ДДМА, 2008. - 328с.
28. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН. - 2000. – 654 с.
29. Яуре А.Г. Крановый электропривод: справочник / А. Г. Яуре, Е. М. Певзнер. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 344с.
30. ABB Switzerland Ltd. Doc. No. 5SYA1226-05 Aug 07, Doc. No. 5SYA1557-02 July 04, Doc. No. 5SYA2032-03, Oct 07.: Semiconductors internet website: <http://www.abb.com/semiconductors>.
31. AC Drive System Tmdrive<sup>TM</sup> – MV. Medium Voltage Inverter. Toshiba Mitsubishi-Electric Industrial Systems Corporation. A-0006-0404-A.
32. ACS 1000. Medium Voltage AC Drives for speed and torque control of 315 to 5000 kW / 400 to 6700 hp squirrel cage induction motors. Technical Catalog. ABB Industrie AG. Effective: October 23. - 2000.
33. ACS 6000. Medium Voltage Drives. ABB Switzerland Ltd. CH-5300 Turgi / Switzerland. 3BHT 490 399 R0001. - 2004.

34. Air Cooled Perfect Harmony User's Manual. Asi Robicon. Version 1.6 (902231). – February 2003.
35. Bimal K. Bose Power Electronics and Motor Drives. Advances and Trends/ K. Bimal.- USA. - 2006. - 917p.
36. Corzine K.A. Operation and Design of Multilevel Inverters / K.A. Corzine // University of Missouri - Rolla . Copyright. - 2005. - 79 p.
37. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Standard 519-1992, Jun. 1992.
38. Integrated Gate Commutated Thyristors. Application Note. Semiconductors internet website: <http://www.abb.com/semiconductors>.
39. J. Song-Manguelle. Asymmetrical multilevel inverter for large induction machine drives/ Song-Manguelle, A. Rufer// EDPE, 3-5 October 2001. - pp.101-107.
40. José Rodríguez. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications/ José Rodríguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng.// IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 49, № 4, AUGUST 2002. - p.724 - 738.
41. Mohan N. Power Electronics: Converters, Applications, and Design/ N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins//Hoboken, NJ: John Wiley & Sons. - 2003. - 802p.
42. Mohan N. Power Electronics: Converters, Applications and Design/ Mohan N, T.M. Underland, W.P. Robbins. - 2nd ed., USA., 1995.
43. MV Drives. ACS 5000 Air-cooled drive 2 to 7MVA. ABB Technical Presentation. 2006.
44. Silva C. Control of an Hybrid Multilevel Inverter for Current Waveform Improvement / C. Silva, S. Kouro, J. Soto, [and an.] // IEEE Cambridge Symposium on Industrial Electronics. - June/July, Cambridge. UK. 2008. - P.2329-2335.
45. Simovert MV. Medium-Voltage Drives 660 kVA to 7200 kVA. Siemens. Catalog, DA 63. – 2002.
46. WEBSITES\semikron\databook\06igbt.
47. Wei L. A Novel Matrix Converter Topology with Simple Commutation/ Wei L., Lipo T. - Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. - Chicago (USA). – Sept.30 – Oct. 4,2001. - Vol.3.
48. ACS 5000. Medium Voltage Drives. ABB Switzerland Ltd. CH-5300 Turgi / Switzerland. 3BHT 490 501 R0001. - 2005.
49. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями : учебн. пособие / А. А. Усольцев. - СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.

*Навчальне видання*

**ШАВЬОЛКІН** Олександр Олексійович

# **СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕНЕРГІЇ**

Навчальний посібник

Відповідальний за випуск *В. Х. Далека*

Редактор *О. В. Михаленко*

Дизайн обкладинки *Т. Є. Клочко*

Підп. до друку 18.12. 2014  
Друк на ризографі  
Зам. №

Формат 60x84/16  
Ум. друк. арк. 23,8  
Тираж 300 пр.

Видавець і виготовлювач:  
Харківський національний університет міського господарства імені О. М. Бекетова,  
вул. Революції, 12, Харків, 61002  
Електронна адреса: [rectorat@kname.edu.ua](mailto:rectorat@kname.edu.ua)  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи:  
ДК № 4705 від 28.03.2014р.